



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 324 633**

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

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **99121504 .7**

96 Fecha de presentación : **28.10.1999**

97 Número de publicación de la solicitud: **0998086**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **03.05.2000**

54 Título: **Sincronización de portadora y símbolo para señales multiportadora.**

30 Prioridad: **30.10.1998 IT TO98A0917**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
11.08.2009

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
11.08.2009

73 Titular/es: **SOCIETA ITALIANA PER LO SVILUPPO
DELL'ELETTRONICA S.I.SV.EL S.p.A.**
Via Sestriere, 100
10060 None, Torino, IT

72 Inventor/es: **Cariolaro, Gianfranco;**
De Prezzo, Ugo;
Laurenti, Nicola y
Renzulli, Fabrizio

74 Agente: **Roeb Díaz-Álvarez, María**

ES 2 324 633 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).

ES 2 324 633 T3

DESCRIPCIÓN

Sincronización de portadora y símbolo para señales multiportadora.

5 La presente invención se refiere a un procedimiento y un aparato correspondiente para la sincronización de tiempo y frecuencia en sistemas de transmisión y recepción con modulación multiportadora de tipo OFDM (multiplexado por división de frecuencia ortogonal). Los estándares DVB-T (difusión de vídeo digital terrestre) y DAB (difusión de audio digital) están basados en este tipo de modulación.

10 De acuerdo con la especificación "ETS 300 744, *Framing structure channel coding and modulation for digital Terrestrial Television*, marzo de 1997", el sistema europeo para la transmisión terrestre de señales de televisión digital es el DVB-T. Dicho sistema proporciona dos modos de transmisión denominados 2k y 8k, dependiendo del hecho de que la modulación OFDM posea, respectivamente, 1705 ó 6817 portadoras, también llamadas celdas, con modulación QPSK (modulación por desplazamiento de fase cuaternaria), 16 QAM (modulación de amplitud en cuadratura) o 64 QAM. El conjunto de valores transmitidos en un instante, definido por las 1705 ó 6817 portadoras o celdas, se denomina símbolo OFDM.

15 El sistema DAB para la transmisión de señales de audio digital se basa en la especificación "ETS 300 401, *Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting to mobile, portable and fixed receivers*, enero de 1994", y proporciona tres modos de transmisión que se diferencian en el número de portadoras usadas en la modulación OFDM. En el modo 1 hay 1536 portadoras, 384 en el modo 2, y 192 en el modo 3; por lo tanto, un símbolo consiste en 1536, 384 ó 192 portadoras o celdas. Las portadoras se modulan usando el sistema conocido como $\pi/4$ DQPSK (modulación diferencial por desplazamiento de fase en cuadratura $\pi/4$), tal como se muestra en la publicación "*Digital Communications*" de J.D. Proakis, McGraw-Hill International Editions.

25 En dichos sistemas OFDM, entendemos por sincronización temporal la alineación de la frecuencia de muestreo del transmisor con la del receptor, mientras que la sincronización de frecuencia proporciona la corrección de la desviación de frecuencia introducida en recepción en la conversión en banda base de la señal transmitida en la banda de paso. Para la identificación y consiguiente eliminación de gran parte de la desviación de frecuencia, se usa la solución denominada "solución correlativa", tal como se describe en el artículo "*A Digital Audio Broadcasting (DAB) Receiver*" de K. Taura, M. Tsujishita y col., *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 42, n.º 3, agosto de 1996, pp. 322 a 327. Por medio de esta técnica, se transmiten secuencias pseudoaleatorias particulares, conocidas por el receptor, y se caracterizan por tener una autocorrelación *cuasi* impulsiva. De este modo, al llevar a cabo una correlación entre el símbolo recibido y la secuencia conocida, es posible estimar en recepción la desviación de frecuencia, analizando el desplazamiento necesario para obtener el máximo valor de correlación. De hecho, se obtendrá un máximo de este tipo correspondiente al número entero más próximo a la desviación de frecuencia normalizada, que es la relación entre la desviación de frecuencia y la separación entre subcanales, es decir, la separación entre dos portadoras adyacentes. Por lo tanto, con este procedimiento se puede evitar una desviación de frecuencia igual a uno o más múltiplos de la separación entre subcanales.

40 Se han realizado varios estudios sobre las técnicas de sincronización, particularmente el artículo "*A technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing frequency offset correction*", de P.H. Moose, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, n.º 10, octubre de 1994, pp. 2908 a 2914, en el que se ha propuesto una técnica de estimación con la probabilidad máxima de desviación de frecuencia. En el artículo "*A frequency and timing acquisition technique for OFDM systems*", de H. Nogami y T. Nagashima, *Proceedings PMRC '95*, vol. 3, pp. 1010 a 1015, se ha propuesto una técnica para la sincronización simultánea de la desviación de frecuencia y la frecuencia de muestreo con una estimación no eficiente del valor medio de los errores. Dichas técnicas poseen el inconveniente de que ignoran completamente la diferencia entre las frecuencias de muestreo reales en transmisión y recepción, o que la estiman de un modo impreciso y poco eficiente.

50 El objetivo de la presente invención consiste en indicar un procedimiento mejorado, y un aparato que use dicho procedimiento, para obtener una corrección tanto de la desviación residual de frecuencia Δf como de la diferencia $1/\Delta T_0$ entre las frecuencias de muestreo; en particular, dicho procedimiento usa un único algoritmo para la estimación simultánea de los errores, de modo que se simplifique el control de la sincronización en recepción.

55 Para lograr tal objeto, la presente invención posee un tema, un procedimiento, y un aparato correspondiente, que poseen las características descritas en las reivindicaciones adjuntas, las cuales forman parte integral de la presente descripción.

60 Se pondrán de manifiesto otros objetos, características y ventajas de la presente invención a partir de la siguiente descripción detallada y de los dibujos adjuntos, proporcionados únicamente como ejemplos explicativos y no restrictivos, en los que:

65 la fig. 1 muestra la estructura de la señal de DVB-T transmitida;

la fig. 2 muestra el principio del cálculo en el que se basa la invención;

ES 2 324 633 T3

la fig. 3 muestra el patrón recurrente para la sincronización de una señal de DVB-T con celdas piloto de tipo continuo, de acuerdo con la invención;

la fig. 4 muestra el patrón de corrección temporal para las celdas piloto de tipo continuo;

la fig. 5 muestra el patrón de corrección temporal para las celdas piloto de tipo disperso;

la fig. 6 muestra el patrón recurrente para la sincronización de una señal de DAB, de acuerdo con la invención.

Para facilitar la lectura, se proporciona la siguiente lista con los símbolos y términos usados en lo sucesivo.

FFT: Transformada rápida de Fourier

IFFT: Transformada rápida de Fourier inversa

PRS: símbolo de referencia de fase

N: número de portadoras

p: índice de portadora actual

p_i : índice de portadora piloto

DQPSK: Modulación diferencial por desplazamiento de fase cuaternaria

v: duración del intervalo de guarda

CPC: celdas piloto continuas

SPC: celdas piloto dispersas

P_{CPC} : conjunto de los índices de portadoras CPC

P_{SPC} : conjunto de los índices de portadoras SPC

\in : símbolo de pertenencia a un conjunto

F_0 : velocidad del canal

$F = F_0/N$: separación entre subcanales

$T_0 = 1/F_0$: cuanto temporal del canal

$T = (N+v)T_0$: duración del símbolo en transmisión

Δf : desviación de frecuencia

T'_0 : cuanto temporal en recepción

$\Delta T_0 = T_0 - T'_0$: desviación del intervalo de muestreo

$1/\Delta T_0$: desviación con respecto a la frecuencia de muestreo

$T' = (N+v)T'_0$: duración del símbolo en recepción

$\Delta f/F$: desviación de frecuencia normalizada

$\Delta T_0/T_0$: desviación de frecuencia de muestreo normalizada

$X_p(nT)$: p-ésima portadora, es decir p-ésima entrada del bloque de modulación IFFT en el instante nT

$X'_p(nT')$: p-ésima salida del bloque de desmodulación IFFT en el instante nT' .

En el sistema de DVB-T, un símbolo OFDM, tal como se mencionó, está constituido por un conjunto de 1705 portadoras (modo 2k) o 6817 portadoras (modo 8k) que se transmiten de forma simultánea; la transmisión se organiza en cuadros compuestos por 68 símbolos. Cuatro cuadros consecutivos forman un "supercuadro". Cada cuadro contiene

también, además de celdas o portadoras de datos, unas celdas especiales, denominadas celdas piloto, que se usan en recepción para la sincronización de la señal OFDM, y se transmiten a un nivel de potencial amplificado por un factor 16/9 con respecto a las celdas normales que transportan los datos de la señal de televisión. Las celdas piloto son de dos tipos: "dispersas", en lo sucesivo denominadas celdas SPC, y "continuas", en lo sucesivo celdas CPC, y transmiten datos conocidos relativos a una secuencia binaria pseudoaleatoria (que abreviaremos como PRBS).

En la fig. 1 se muestra la posición de las celdas SPC en un cuadro; en la figura, las columnas verticales representan la sucesión de los símbolos en un cuadro, mientras que k indica la posición de una celda en un símbolo, con $0 \leq k \leq k_{\max}$, siendo k_{\max} igual a 1704 ó 6816. Podemos observar que las celdas SPC aparecen en la misma posición cada 4 símbolos; en cambio, las celdas CPC, que no se muestran en la figura, se repiten en cada símbolo en las posiciones precisas definidas por el estándar (posiciones 0, 48, 54, 87, 141, etc.). Dicho de otro modo, las celdas piloto poseen un periodo de repetición igual a un múltiplo m del periodo del símbolo: para las celdas CPC, $m = 1$, mientras que para las celdas SPC, $m = 4$.

Teniendo en cuenta la desviación de frecuencia, la desviación temporal y las diversas distorsiones introducidas, la relación entre la p-ésima portadora recibida X_p y la misma portadora transmitida X_p es:

$$X_p(nT') = X_p(nT) H(pF) A_p e^{j(2\pi/N)(N+\nu)(n(p \Delta T_0/T_0 - \Delta f/F) + \varphi_p)} \quad 1)$$

en la que φ_p , A_p e $H(pF)$ representan, respectivamente, un desplazamiento de fase, una atenuación real y la respuesta de frecuencia en banda base del canal en la frecuencia pF, mientras que ΔT_0 es la variación del intervalo de muestreo y Δf es la variación de frecuencia residual. Calculando la expresión 1) en dos periodos consecutivos $(n+1)T'$ y nT' para las celdas CPC que, tal como se dijo, ocupan la misma posición en todos los símbolos, obtenemos la relación:

$$X_{p_i}((n+1)T') X_{p_i}^*(nT') = X_{p_i}((n+1)T) X_{p_i}^*(nT) |H(pF)|^2 A_p^2 e^{j(2\pi/N)(N+\nu) p_i \Delta T_0/T_0 - \Delta f/F}$$

con $p_i \in P_{CPC}$ 2)

en la que la notación científica * significa complejo conjugado.

La misma relación es válida para las SPC, pero calculando la expresión 1) en los periodos $(n+4)T'$ y nT' , al tener las SPC un periodo de 4 símbolos:

$$X_{p_i}((n+4)T') X_{p_i}^*(nT') = X_{p_i}((n+4)T) X_{p_i}^*(nT) |H(pF)|^2 A_p^2 e^{j(8\pi/N)(N+\nu) p_i \Delta T_0/T_0 - \Delta f/F}$$

con $p_i \in P_{CPC}$ 3)

Las relaciones 2) y 3), en las que los símbolos X_{p_i} son conocidos y constantes en el tiempo, constituyen la base de la invención; también pueden escribirse como:

$$p_i (\Delta T_0/T_0) - \Delta f/F = N/(2\pi(N+\nu)) \arg(X_{p_i}((n+1)T') X_{p_i}^*(nT')), \quad p_i \in P_{CPC} \quad 4)$$

$$p_i (\Delta T_0/T_0) - \Delta f/F = N/(8\pi(N+\nu)) \arg(X_{p_i}((n+4)T') X_{p_i}^*(nT')), \quad p_i \in P_{SPC} \quad 5)$$

y, definiendo

$$\phi_{p_i} = \arg(X_{p_i}((n+1)T') X_{p_i}^*(nT')) \quad \text{y} \quad L = N/(2\pi(N+\nu)) \quad \text{para las celdas CPC}$$

$$\phi_{p_i} = \arg(X_{p_i}((n+4)T') X_{p_i}^*(nT')) \quad \text{y} \quad L = N/(8\pi(N+\nu)) \quad \text{para las celdas CPC}$$

obtenemos

$$p_i (\Delta T_0/T_0) - \Delta f/F = L\phi_{p_i}, \quad p_i \in P_{CPC} \quad \text{o} \quad p_i \in P_{SPC} \quad 4')$$

ES 2 324 633 T3

En la expresión 4'), p_1 es el índice de portadora piloto y Φ_{p_1} el diferencial de fase, es decir, la diferencia de una portadora piloto en dos símbolos adyacentes (portadora P_{CPC}) o en símbolos separados de cuatro periodos consecutivos (portadora P_{SPC}).

5 Para cada portadora del conjunto P_{CPC} o P_{SPC} , podemos calcular pares de valores $(p_0, \Phi_{p_0}), (p_1, \Phi_{p_1}), (p_2, \Phi_{p_2}), \dots, (p_i, \Phi_{p_i}), \dots$ que, en el plano cartesiano (p, Φ_p) , representan puntos por los que pasa la línea recta definida por la expresión 4'). Cabe señalar que ΔT_0 y Δf varían de una portadora a otra.

10 El principio en el que se basa la invención proporciona la estimación de Δf , es decir, la desviación residual, y $1/\Delta T_0$, es decir, la desviación de frecuencia de muestreo, por medio de la recta que mejor se aproxima a todos los puntos cartesianos que poseen coordenadas (p_i, Φ_{p_i}) , con p_i P_{CPC} o p_i P_{SPC} . Tal recta representa las estimaciones deseadas, ya que se da Δf , separadas del factor $1/LF$, mediante la intersección de esa recta y el eje de ordenadas, mientras que el coeficiente angular tga de la línea proporciona la estimación de ΔT_0 , separada del factor $1/LT_0$, tal como se muestra en la fig. 2.

15 En términos matemáticos, esa línea se determina por medio de la conocida aproximación por mínimos cuadrados, según la cual, la estimación deseada es aquella que minimiza la suma de los cuadrados de los errores individuales; las estimaciones deseadas $\Delta \hat{T}_0$ y $\Delta \hat{f}$ son, por tanto, las que minimizan la cantidad:

$$20 \quad S = \sum_{i=0}^{N_p-1} \left[\phi_{p_i} - \frac{1}{L} \left(\frac{\Delta \hat{T}_0}{T_0} p_i - \frac{\Delta \hat{f}}{F} \right) \right]^2 \quad 6)$$

25 en la que N_p es el número de portadoras piloto continuas o dispersas.

La originalidad de la solución propuesta consiste en la posibilidad de estimar ΔT_0 y Δf de forma simultánea y fiable, para que, de este modo, se simplifique la operación de sincronización mientras se está recibiendo.

30 En la práctica, la sincronización con portadoras CPC se realiza de acuerdo con el patrón recurrente de la fig. 3, en el que el bloque número 1 convierte en banda base la señal de radiofrecuencia RF, el bloque 2 representa el muestreo, el bloque 3 representa la operación de la FFT para reconstruir los símbolos en recepción, en el bloque 4 se extraen las portadoras CPC, el bloque 5 introduce un retardo igual a un periodo de un símbolo, el bloque 6 realiza la operación del complejo conjugado, el bloque 6' multiplica las señales procedentes de los bloques 4 y 6, el bloque 7 calcula las fases Φ_{p_i} , en el bloque 8 se realiza la estimación para la recta que mejor se aproxime a los puntos (p, Φ_p) , es decir, se calculan los valores de ΔT_0 y Δf que minimizan la expresión 6); el bloque 9 genera la frecuencia para la conversión en banda base realizada en el bloque 1. En la parte inferior de la fig. 3, se lleva a cabo la eliminación de la mayor parte de la desviación de frecuencia por medio del ya citado procedimiento de correlación; el bloque 10 lleva a cabo, de hecho, la correlación entre el símbolo recibido y la secuencia $s(k)$ generada en el bloque 11 y que viene definida por

$$45 \quad s(k) = \begin{cases} \text{PRBS}(k) & \text{si } k \in P_{CPC} \\ 0 & \text{para otras portadoras} \end{cases}$$

El bloque 12, comenzando por los valores arrojados por la correlación, genera una primera estimación de la desviación de frecuencia, que después se perfecciona por medio de la técnica descrita anteriormente, que se muestra en la parte superior de la fig. 3.

50 Es importante señalar que la técnica de estimación descrita genera la estimación comenzando con dos símbolos CPC consecutivos, y, por lo tanto, sólo es posible estimar las desviaciones cada segundo símbolo, tal como se muestra en el patrón de tiempos de la fig. 4.

55 Para la solución con celdas SPC, todos los patrones son iguales a los de las figs. 3 y 4, con el único cambio de la referencia temporal; en realidad, en este caso, el retardo producido por el bloque 5 es de 4 símbolos, mientras que la estimación se obtiene a cada periodo de 8 símbolos, tal como se muestra la fig. 5. Las dos técnicas de sincronización con CPC y SPC poseen distintos comportamientos. Mediante un estudio analítico y una simulación precisa, demostramos que la solución SPC ofrece una estimación más precisa que la solución CPC, de tal forma que existen dos niveles de sincronización disponibles, uno fino con CPC y un segundo muy fino con SPC. La diferencia se debe a las diferentes características de los conjuntos de portadoras P_{CPC} y P_{SPC} . El conjunto P_{CPC} , de hecho, está constituido por 45 portadoras en el modo 2k y 177 portadoras en el modo 8k, mientras que el conjunto P_{SPC} posee 142 portadoras en el modo 2k y 568 portadoras en el modo 8k. El mayor número de portadoras en la solución P_{SPC} permite estimar mucho mejor los mínimos cuadrados.

65 En el sistema de DAB, la transmisión se organiza en cuadros; cada cuadro está constituido por la secuencia del símbolo nulo, el símbolo PRS (símbolo de referencia de fase) y los símbolos que contienen la información útil, cuyo número varía de acuerdo con el modo: 76 para los modos 1 y 2, 153 para el modo 3.

Mientras que para la sincronización de cuadro y la sincronización “gruesa” de frecuencia se usan los dos símbolos mencionados de cada cuadro, aprovechando la propiedad de autocorrelación del PRS con una técnica similar a la descrita para el sistema de DVB-T, para la sincronización de la frecuencia de muestreo y la correlación fina de la frecuencia, los datos útiles se procesan de forma adecuada.

5 El análisis del sistema de DAB, en presencia de desviación de frecuencia y desviación temporal, produce los mismos resultados observados para el sistema de DVB-T, ya que los dos sistemas son análogos, de modo que la relación 1) entre el símbolo recibido y el símbolo transmitido sigue siendo válida.

10 No obstante, ya que faltan las celdas piloto en el caso de la DAB, se usan todas las portadoras de un símbolo, que transportan señales generalmente diferentes y variables, debido a que representan, como ya se ha mencionado, los datos útiles. Las relaciones 2), 4) y 4') continúan siendo válidas, pero se deberían considerar como extendidas a todas las portadoras y no únicamente a las portadoras piloto.

15 Debido a que el estándar proporciona la modulación diferencial $\pi/4$ DQPSK, en la que las fases de las portadoras se encuentran en $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4$ y $7\pi/4$, la contribución presentada en 2) por los datos representa una fase igual a un múltiplo impar de $\pi/4$, que se añade a la fase asociada a los errores. Para resolver el problema de la sincronización fina, la cantidad de errores y su fase resultan muy pequeñas en comparación con un múltiplo de $\pi/4$, y, por lo tanto, estas pueden aislarse fácilmente en los cálculos. La invención referida al sistema de DVB-T proporciona, cuando se aplica al sistema de DAB, la estimación de Δf y ΔT_0 usando aún la recta que mejor se aproxima a los puntos de coordenadas (p, Φ_p), partiendo de la expresión 4'), pero p adopta todos los valores comprendidos entre 0 y N-1.

Por lo tanto, la expresión 6) se convierte en

$$S = \sum_{p=0}^{N-1} \left[\phi_p - \frac{1}{L} \left(\frac{\Delta T_0}{T_0} p - \frac{\Delta f}{F} \right) \right]^2 \quad 7)$$

30 en la que N es el número total de las portadoras y $L = N/(2\pi(n+v))$.

En la fig. 6, se muestra el patrón recurrente para el DAB; el bloque 7' elimina los múltiplos impares de $\pi/4$ debido, como ya se ha dicho, a la modulación; el bloque 11 representa el generador de PRS. Los otros bloques poseen la misma función que en la fig. 3, por lo cual, no se repetirá su descripción.

Las ventajas del procedimiento propuesto y el aparato correspondiente se ponen ahora de manifiesto: en primer lugar, la estimación de Δf y $1/\Delta T_0$ se realiza por medio de la aproximación por mínimos cuadrados usando un único algoritmo recurrente con aproximaciones sucesivas, y, por tanto, de forma muy rápida, lo que simplifica mucho el control de la sincronización en el lado receptor; además, tal estimación se vuelve más fiable y eficiente debido a que está basada en la evaluación de muestras recibidas en dos símbolos diferentes, es decir, en un mayor número de pedazos de información en comparación con las soluciones que proporcionan la estimación mediante la evaluación de muestras de un único símbolo.

Es evidente que se pueden realizar diversas variaciones en el procedimiento y el aparato de acuerdo con la presente invención sin salirse del alcance de los principios de novedad que son inherentes a la idea inventiva.

Referencias citadas en la descripción

50 *La presente lista de referencias citadas por el solicitante tiene el único fin de servir de ayuda al lector. No forma parte del documento de patente europea. Aunque se ha prestado la mayor atención al recopilar las referencias, no se pueden excluir errores u omisiones, y la EPO niega toda responsabilidad a este respecto.*

Documentos no de patente citados en la descripción

• K. TAURA; M. TSUJISHITA y col. *A Digital Audio Broadcasting (DAB) Receiver. IEEE Transactions on Consumer Electronics*, agosto de 1996, vol. 42 (3), 322 a 327 [0002]

60 • P.H. MOOSE. *A technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing frequency offset correction. IEEE Transactions on Communications*, octubre de 1994, vol. 42 (10), 2908 a 2914 [0005]

• H. NOGAMI Y T. NAGASHIMA. *A frequency and timing acquisition technique for OFDM systems. Proceedings PMRC '95*, vol. 3, 1010 a 1015 [0005]

65

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para estimar un error ($1/\Delta T_0$) entre frecuencias de muestreo de un transmisor y un receptor y para estimar una desviación de frecuencia residual (Δf) producida en el receptor, en un sistema digital multiportadora de tipo OFDM, que posee una o más portadoras piloto con un periodo de repetición igual a un múltiplo m del periodo del símbolo, siendo m un número entero, **caracterizado** por las siguientes etapas:

- cálculo del valor del diferencial de fases para cada portadora piloto con índice p_i mediante la expresión $\Phi_{p_i} = \arg(X'_{p_i}((n+m)T')X'_{p_i}*(nT'))$, en la que $X'_{p_i}((n+m)T')$ y $X'_{p_i}(nT')$ son los símbolos en el lado de recepción de la portadora piloto con índice p_i en los periodos de símbolo $(n+m)T'$ y nT' , y $X'_{p_i}*(nT')$ es el complejo conjugado de $X'_{p_i}(nT')$,

- determinación de los valores que minimizan la cantidad

$$S = \sum_{i=0}^{N_p-1} \left[\phi_{p_i} - \frac{1}{L} \left(\frac{\Delta \hat{T}_0}{T_0} p_i - \frac{\Delta \hat{f}}{F} \right) \right]^2$$

en la que N_p es el número de portadoras piloto, $L = N_p/(2\pi m(N_p+v))$, p_i es el índice de portadora piloto, T_0 es el cuanto temporal del canal, F es la separación entre subcanales y v es la duración del intervalo de guarda,

en la que los valores estimados del error ($1/\Delta T_0$) entre las frecuencias de muestreo y los valores estimados de la desviación de frecuencia residual (Δf) corresponden a los valores determinados que minimizan la cantidad S .

2. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado** porque el sistema multiportadora OFDM consiste en el sistema de televisión conocido como DVB-T (difusión de vídeo digital terrestre).

3. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado** porque las portadoras piloto poseen un periodo de repetición igual a un periodo de un símbolo, es decir, $m = 1$.

4. Procedimiento según la reivindicación 2, **caracterizado** porque las portadoras piloto poseen un periodo de repetición igual a un periodo de 4 símbolos, es decir, $m = 4$.

5. Procedimiento según la reivindicación 3, en el que el sistema digital multiportadora de tipo OFDM, que comprende N portadoras, cada una con una modulación diferencial por desplazamiento de fase cuaternaria con un desplazamiento de $\pi/4$ (DQPSK), **caracterizado** por las siguientes etapas:

- cálculo de un valor del diferencial de fases mediante la expresión $\Phi_p = \arg(X'_p((n+1)T')X'_p*(nT'))$, en la que $X'_p(nT')$ y $X'_p((n+1)T')$ son los símbolos en el lado de recepción de la portadora p -ésima en los periodos de símbolo nT' y $(n+1)T'$ y $X'_p*(nT')$ es el complejo conjugado de $X'_p(nT')$, de todas las portadoras; y

- eliminación en cada Φ_p de una cantidad igual a un entero impar de $n/4$.

6. Aparato para estimar un error ($1/\Delta T_0$) entre las frecuencias de muestreo de un transmisor y un receptor y para estimar una desviación de frecuencia residual (Δf) producida en el lado del receptor, en un sistema digital multiportadora de tipo OFDM, que posee una o más portadoras piloto con un periodo de repetición igual a un múltiplo m del periodo del símbolo, siendo m un número entero, **caracterizado** por:

unos medios (5) para retardar dichos símbolos $X'_{p_i}(nT')$ de dichas portadoras piloto de periodos de símbolo m ,

unos medios (6) para llevar a cabo la operación de complejo conjugado en dichos símbolos retardados $X'_{p_i}(n+m)T'$,

unos medios (6') para multiplicar los símbolos no retardados y los complejos conjugados de los símbolos retardados,

unos medios (7) para obtener el diferencial de fases $\Phi_{p_i} = \arg(X'_{p_i}((n+m)T')X'_{p_i}*(nT'))$, y

unos medios (8) para determinar valores que minimizan la cantidad S

$$S = \sum_{i=0}^{N_p-1} \left[\phi_{p_i} - \frac{1}{L} \left(\frac{\Delta \hat{T}_0}{T_0} p_i - \frac{\Delta \hat{f}}{F} \right) \right]^2$$

en la que N_p es el número de portadoras piloto y $L = N_p / (2\pi m(N_p + v))$, p_i es el índice de portadora piloto, T_0 es el cuanto temporal del canal, F es la separación entre subcanales y v es la duración del intervalo de guarda,

en la que los valores estimados del error ($1/\Delta T_0$) entre las frecuencias de muestreo y los valores estimados de la desviación de frecuencia residual (Δf) corresponden a los valores determinados que minimizan la cantidad S .

7. Aparato de acuerdo con la reivindicación 6, que además comprende unos medios (4) para extraer los símbolos $X_{p_i}(nT')$ de las portadoras piloto p_i .

8. Aparato de acuerdo con la reivindicación 6 ó 7, que además comprende unos medios (7') para eliminar de cada Φ_p una cantidad igual a $n\pi/4$, siendo n un entero impar, de forma que $n\pi/4 < |\Phi_p| < (n+2)\pi/4$, y unos medios (8) para la estimación simultánea de los valores $\Delta \hat{f}$ y $1/\Delta \hat{T}_0$ que minimizan la cantidad

$$S = \sum_{p=0}^{N-1} \left[\phi_p - \frac{1}{L} \left(\frac{\Delta \hat{T}_0}{T_0} p - \frac{\Delta \hat{f}}{F} \right) \right]^2$$

en la que N es el número de las portadoras y $L = N/2\pi(N+v)$.

9. Aparato de acuerdo con la reivindicación 6, en el que el sistema OFDM es un sistema de radiodifusión digital (DAB).

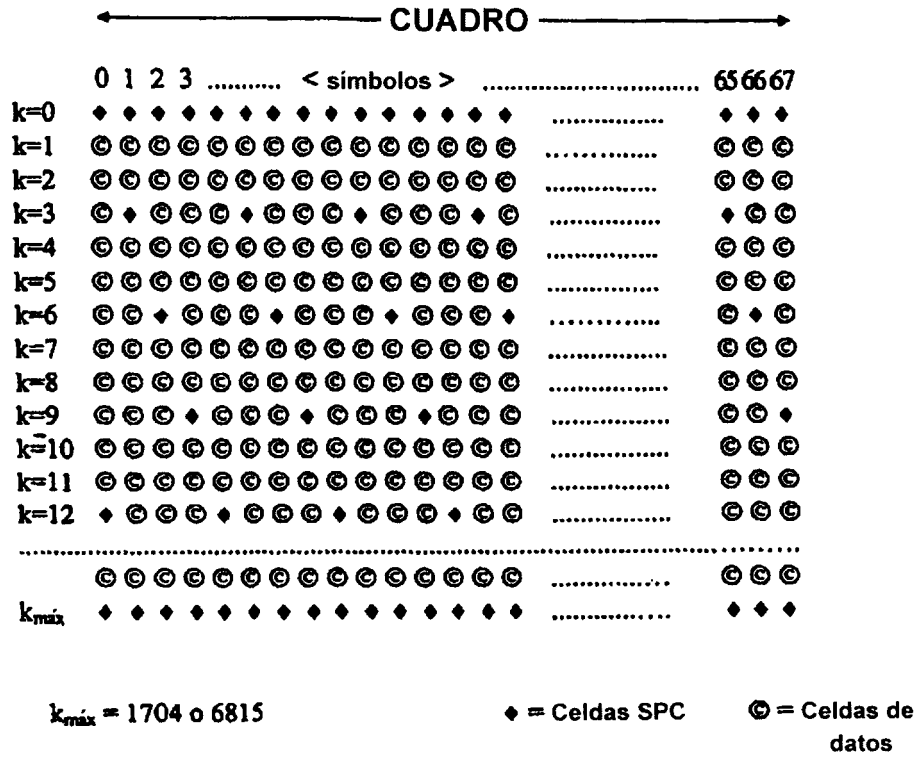
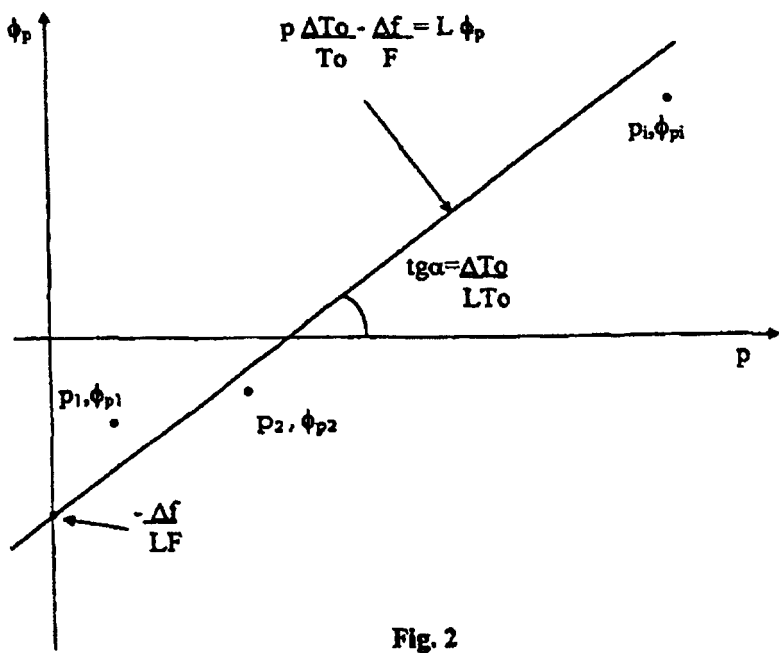


Fig. 1



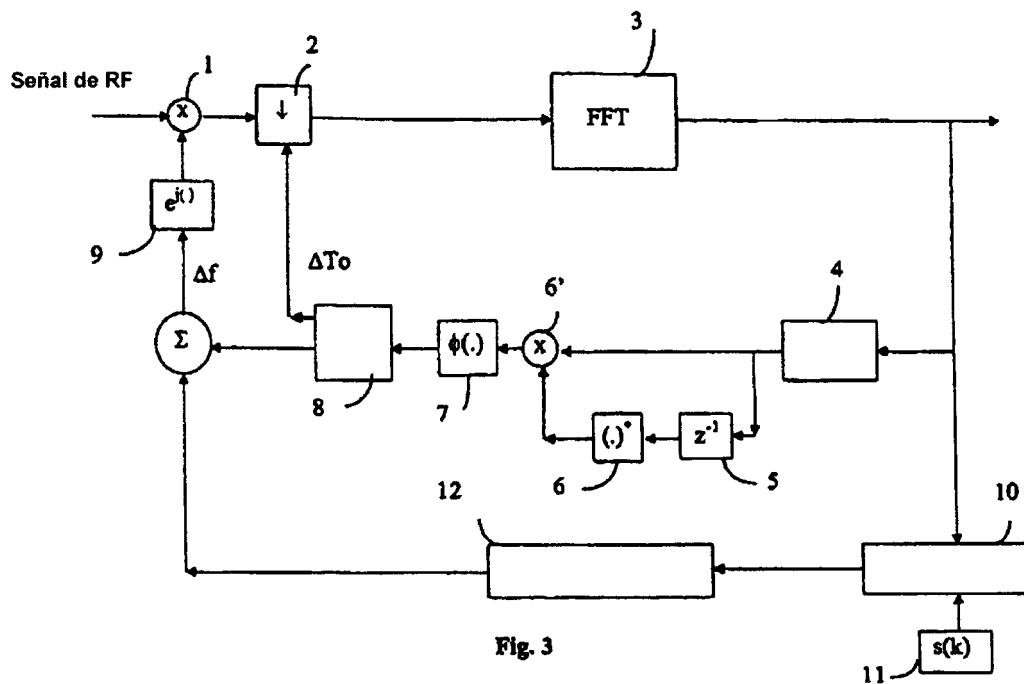


Fig. 3

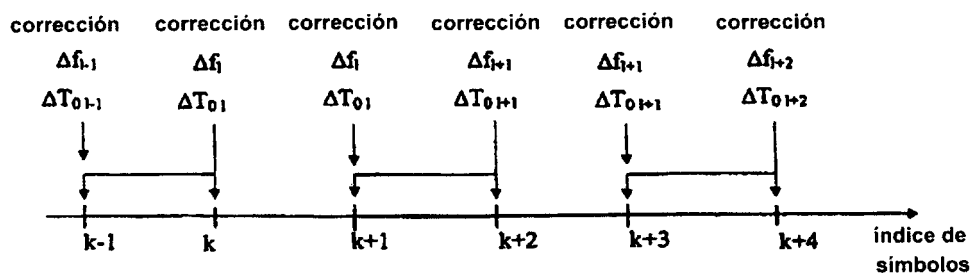


Fig. 4

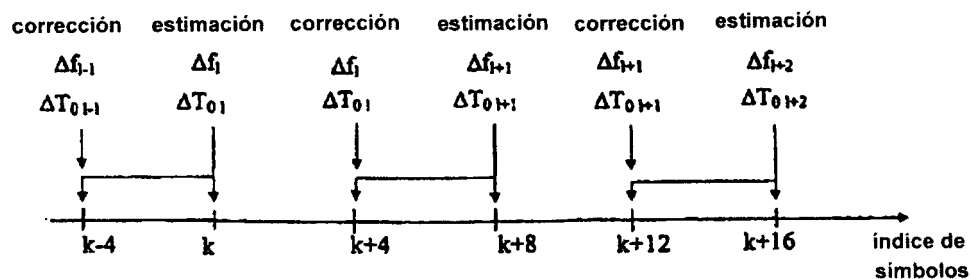


Fig. 5

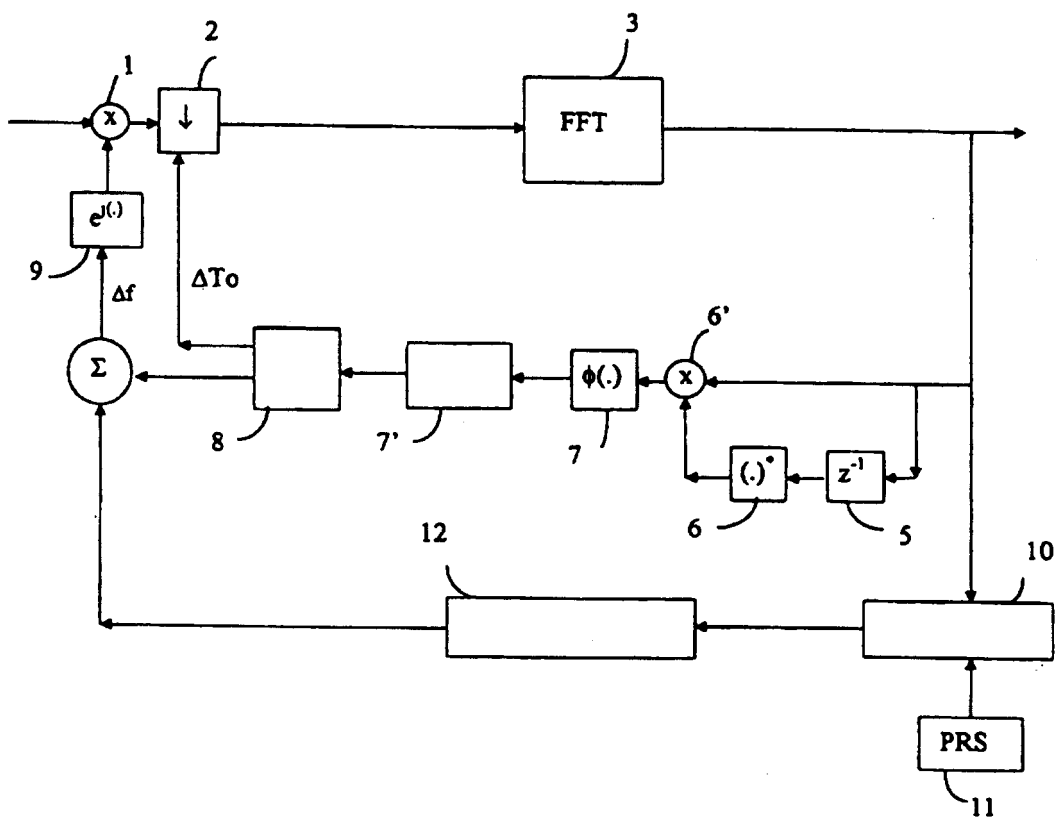


Fig. 6