

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 431 029**

51 Int. Cl.:

**H04L 25/02** (2006.01)

**H04L 27/26** (2006.01)

**H04L 1/06** (2006.01)

**H04L 5/00** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **22.05.2008 E 12000123 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.08.2013 EP 2477369**

54 Título: **Sistema de transmisión de radiofrecuencia OFDM-MIMO**

30 Prioridad:

**23.05.2007 GB 0709899**

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

**22.11.2013**

73 Titular/es:

**BRITISH BROADCASTING CORPORATION  
(100.0%)  
Broadcasting House  
London WC1A 1AA, GB**

72 Inventor/es:

**HAFFENDEN, OLIVER PAUL;  
NOKES, CHRISTOPHER RYAN y  
STOTT, JONATHAN HIGHTON**

74 Agente/Representante:

**CURELL AGUILÁ, Mireia**

ES 2 431 029 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

Sistema de transmisión de radiofrecuencia OFDM-MIMO.

5 **Antecedentes de la invención**

La presente invención se refiere a un método de transmisión de radiofrecuencia OFDM-MIMO y a un transmisor y un receptor para su utilización en dicho método.

10 Debería hacerse referencia a los siguientes documentos como antecedentes:

- Norma ETSI, ETS 300 744, *Digital Broadcastings Systems for Television, Sound and Data Services; framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*, 1997, la norma de DVB-T.

15 - Patente US nº 5.345.599 Paulraj et al, 1994.

- G. Fischini y M. Gans, "On Limits of Wireless Communication in a Fading Environment when using Multiple Antennas", *Wireless Personal Communications*, Vol. 6, nº3, marzo 1998, páginas 311 a 335.

20 - Solicitud de patente europea 1221793A, que describe la estructura básica de un receptor de DVB-T.

- *SDM-COFDM Technologies for Broadband Wireless Access over 100 MBIT/s*, Sugiyama et al, *NTT Technical Review*, Vol. 2, nº1, enero 2004.

25 - *Pilot-to-Data Power Ratio for Maximizing the Capacity of MIMO-OFDM*, Kim et al, *IEEE Trans. on Communications*, 22 de noviembre de 2004. Véanse también las referencias [1] a [7] de este documento, que describen varias propuestas de OFDM-MIMO, y las referencias [8] a [20], que tratan aspectos de señales piloto en sistemas OFDM y/o MIMO.

30 - R. Monnier, J.B. Rault y T. de Couasnon, "Digital television broadcasting with high spectral efficiency" IBC Amsterdam, The Netherlands, págs. 380 a 384, 1992, que describe un sistema de transmisión digital que utiliza transmisiones de polarización dual.

35 - Schulze y Lüders "Theory and Applications of OFDM and CDMA", ed. John Wiley & Sons, 2005, ISBN 0470850698, véanse especialmente las páginas 181 a 183.

40 - La solicitud de patente internacional WO01/76110 Qualcomm Inc/Wallace et al describe la obtención de información de CSI en un sistema MIMO basado en OFDM utilizando símbolos piloto. Las unidades receptoras determinan el CSI para ciertos subcanales disjuntos que transportan símbolos piloto, e informan sobre los mismos de vuelta al transmisor, que produce estimaciones para los subcanales disjuntos que no transportan símbolos piloto.

El documento US 2003/072254 divulga un método y un aparato para reducir el número de señales piloto en un sistema de comunicaciones MIMO-OFDM y para mejorar la estimación de canales.

45 El documento EP 1170897 se refiere a una estimación de canales que utiliza la diversidad espacial de las antenas transmisoras.

50 Se han propuesto métodos de distribución de televisión digital terrestre inalámbrica que utilizan técnicas de Entrada Múltiple, Salida Múltiple (MIMO) para permitir la utilización de transmisiones de doble direccionamiento o de doble polarización. En un sistema básico típico, existen dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras, con transmisores y receptores asociados, tal como se ilustra en la Fig. 1 de los dibujos adjuntos. Un sistema de este tipo puede distribuir hasta dos veces el caudal de la DVB-T (Radiodifusión de Vídeo Digital – Terrestre) convencional, aunque sin requerir ningún espectro adicional. De forma más general, MIMO se refiere a un enlace de radiocomunicaciones que utiliza por lo menos dos (dos o más) transmisores y dos receptores. La suposición básica es que, en un entorno adecuado, los trayectos de RF (radiofrecuencia) desde cada transmisor a cada receptor son suficientemente diferentes como para actuar, por lo menos parcialmente, como dos canales distintos.

60 Las solicitudes anteriores de patente del Reino Unido 0603356.7 y de patente europea 07250430.1, publicadas ambas después de la fecha de prioridad de la presente solicitud y a las que se hace referencia posteriormente como "las solicitudes anteriores", describen un sistema OFDM-MIMO en forma de un sistema de DVB-T que se modifica en la medida que las fases de transmisiones seleccionadas de las transmisiones de señales piloto, particularmente las señales piloto dispersas, se escogen o cambian en los transmisores de tal modo que algunas de las transmisiones correspondientes de señales piloto de las dos (o más) etapas de transmisores MIMO se encuentran en la misma fase, y otras de las transmisiones se encuentran con una fase invertida relativamente. En un receptor, las señales piloto se extraen y se combinan mediante adición y sustracción de las señales piloto invertidas y no invertidas, para

obtener una indicación de las características del canal de transmisión. Dichas modificaciones sobre la señal de transmisión DVB-T convencional permiten que el receptor tenga conocimiento del canal de matriz 2-por-2 resultante.

**Sumario de la invención**

5 La presente invención proporciona un método de transmisión de radiofrecuencia OFDM-MIMO y un transmisor y receptor para su uso en el método. La invención se refiere a varias mejoras en el sistema de las solicitudes anteriores.

10 Las mejoras de la presente invención se definen en las reivindicaciones independientes siguientes, a las cuales se puede hacer referencia a continuación. En las reivindicaciones adjuntas se exponen unas características ventajosas. En particular, debería apreciarse que las diversas mejoras se pueden utilizar por separado, o juntas en diferentes combinaciones.

**Breve descripción de los dibujos**

La invención se describirá con mayor detalle, a título de ejemplo, haciendo referencia a los dibujos adjuntos, en los cuales:

20 la Fig. 1 es un diagrama esquemático de un sistema MIMO con dos transmisores y dos receptores;

la Fig. 2 es un diagrama de temporización que ilustra señales piloto en una señal OFDM según se utiliza de acuerdo con la norma DVB-T (referencia [1] anterior);

25 la Fig. 3 ilustra un sistema OFDM-MIMO 2 - p o r - 2 usado para la DVB-T que utiliza antenas Yagi direccionales duales;

la Fig. 4 es un diagrama de bloques de un transmisor del sistema;

30 la Fig. 5 es un diagrama de bloques de un receptor del sistema;

la Fig. 6 es un diagrama de bloques de una parte del circuito del receptor para procesar señales piloto recibidas;

35 la Fig. 7 es un diagrama de temporización similar a la Fig. 2, que representa una primera modificación;

la Fig. 8 muestra diagramas de temporización similares a la Fig. 2, que representan una segunda modificación; y

40 la Fig. 9 es un diagrama de bloques de una forma alternativa de acuerdo con una mejora de esta invención para la parte del circuito de receptor representado en la Fig. 6 con el fin de procesar señales piloto recibidas.

**Descripción detallada de una forma de realización preferida de la invención**

*Invención de las solicitudes anteriores*

45 Las solicitudes anteriores a las que se ha hecho referencia previamente daban a conocer sistemas OFDM-MIMO tal como se describirá de forma detallada en primer lugar.

La televisión digital terrestre (DTT) que utiliza la norma de DVB-T se encuentra operativa actualmente y es bien conocida por los expertos en la materia. Utiliza el COFDM (multiplexado por división ortogonal de frecuencia codificada u OFDM codificado) el cual es un sistema con muchas portadoras que utiliza un gran número de portadoras ortogonales y con poca separación dentro de una única banda de frecuencias. Los datos que deben transmitirse se distribuyen sobre las múltiples portadoras, reduciéndose así considerablemente la velocidad de datos en cada portadora. Los datos se transmiten en una sucesión de periodos de símbolos, transportando cada periodo de símbolo un símbolo QAM (modulado por amplitud en cuadratura) sobre cada una de las muchas portadoras que transportan datos.

60 Para colaborar en la sincronización de frecuencias y la estimación de canales, la señal incluye dos tipos de señales piloto, que son portadoras seleccionadas de las muchas portadoras, que no transportan datos. Las señales piloto o señales de entrenamiento están dispuestas en cuanto a frecuencia y tiempo en una estructura definida. Tal como se define en la norma de DVB-T (referencia [1] anterior), se suministran señales piloto continuas además de señales piloto dispersas. La modulación aplicada a las señales piloto tanto continuas como dispersas puede ser típicamente +4/3 ó -4/3, según una secuencia pseudoaleatoria del índice de la portadora. Dichas portadoras están bien descritas en muchas publicaciones, incluyendo libros de texto tales como la referencia [8] anterior, que proporciona dos cuadrículas posibles para dichas señales piloto. Una de estas cuadrículas, a saber, una cuadrícula diagonal, también se muestra como Fig. 2 de los dibujos adjuntos. Las señales piloto se indican mediante los círculos negros, las portadoras de datos mediante círculos en blanco.

La Fig. 1 representa un sistema MIMO de dos-por-dos. En este sistema, se dispone de dos transmisores Tx1 y Tx2 que transmiten hacia dos receptores Rx1 y Rx2. Los trayectos de transmisión se seleccionan según técnicas de multiplexado por diversidad o espacial de tal modo que el receptor Rx1 recibe una señal primaria (deseada) del transmisor Tx1 y solamente una señal secundaria (interferente) del transmisor Tx2, y a la inversa, el receptor Rx2 recibe una señal primaria del transmisor Tx2 y solamente una señal secundaria del transmisor Tx1. Esto puede conseguirse, por ejemplo, de varias maneras posibles, disponiendo antenas separadas entre sí en diferentes ubicaciones geográficas, según se ilustra en la Fig. 3. Una alternativa consiste en utilizar transmisiones direccionales ortogonales con polarización dual desde la misma ubicación del transmisor (un único mástil) con una antena direccional de polarización dual con diferentes polarizaciones de antena en el emplazamiento del receptor. La capacidad de los canales se maximiza cuando existe un acoplamiento cruzado mínimo entre las señales transmitidas. Con la versión de polarización doble, si el canal se va a aproximar a la matriz unitaria con el fin de maximizar la capacidad, es necesario que la discriminación de polarización sea lo más elevada posible. De otra manera, el canal puede presentar una capacidad deficiente. Aunque se ha hecho referencia anteriormente a señales primarias y secundarias, el sistema puede tolerar que los niveles sean comparables, siempre que la matriz del canal sea sustancialmente ortogonal. Es decir, siempre que los elementos de la antena receptora se mantengan ortogonales, una desviación angular con respecto a los elementos del transmisor no perjudica la capacidad, ya que la matriz del canal simplemente se multiplica por una matriz de rotación ortogonal. Esto mantiene la capacidad inalterada.

Los dos transmisores Tx1 y Tx2 transmiten, cada uno de ellos, la mitad de la señal requerida. Los datos se dividen entre los dos canales de cualquier modo conveniente. La estructura de cada transmisor es bien conocida y es tal como se describe, por ejemplo, en las referencias [1] y [4] anteriores y tal como se ilustra en la Fig. 4. De modo similar, los receptores reciben cada uno la mitad de los datos, y los receptores también son bien conocidos y pueden adoptar cada uno la forma descrita en la referencia [4] anterior e ilustrada en la Fig. 5. No obstante, los receptores también recibirán señales interferentes en forma de la señal secundaria del "otro" transmisor. A continuación se describen las Figs. 4 y 5.

Si los trayectos entre los transmisores y receptores no varían con el tiempo, entonces el canal compuesto asociado a la Fig. 1 puede describirse mediante una matriz de 2-por-2 de coeficientes complejos, por consiguiente:

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \dots\dots\dots(1)$$

donde cada coeficiente  $h_{ij}$  es de la forma (con  $i$  = índice del receptor,  $j$  = índice del transmisor):

$$h_{ij} = A_{ij} \exp j\theta_{ij} \dots\dots\dots(2)$$

Los coeficientes  $h_{ij}$  deben ser deducidos por el receptor, en la posición de cada portadora. Se supone que el canal presenta un desvanecimiento plano sobre cada portadora individual. En la práctica, este hecho resulta garantizado para la DVB-T por el número relativamente grande de portadoras y su pequeña separación. Una vez conocida la matriz H, existen varias técnicas disponibles para "invertir" el canal, siendo la más sencilla de ellas la aplicación de la matriz inversa a la señal-más-ruido recibida. Esto se puede realizar, por ejemplo, utilizando una inversión de matriz de cero forzado (ZF) o utilizando un planteamiento de mínimo error cuadrático medio (MMSE). Estas técnicas son bien conocidas por los expertos en la materia.

En el sistema DDT-MIMO según se ha descrito, el receptor de dos entradas tiene conocimiento del canal complejo de 2-por-2 que caracteriza el trayecto de transmisión. En un sistema DVB-T convencional, este tipo de información se encapsula en un vector complejo de estimaciones de canal. Este vector se obtiene mediante la interpolación en tiempo y frecuencia de la estructura de señales piloto DVB-T introducida en el transmisor. Cada elemento del vector es un número complejo ( $h^0 \dots h^{1704}$ ) que representa el canal en una posición de portadora particular.

En el caso del MIMO de 2-por-2, la estimación de canal obtenida por el receptor  $i^{\text{ésimo}}$  se corresponde con la suma de los trayectos de transmisión complejos  $h_{i1}$  y  $h_{i2}$  respectivamente. Lo que los receptores necesitan es un modo de estimación de  $h_0$  y  $h_1$  individualmente. De acuerdo con la invención de las solicitudes anteriores, se propone invertir las señales piloto dispersas en uno de los dos transmisores en símbolos alternos. Esto provoca que el receptor realice una estimación de la suma de los trayectos de transmisión complejos  $h_{i1}$  y  $h_{i2}$  durante, por ejemplo, símbolos de numeración par, y de la diferencia durante los símbolos de numeración impar alternos. A continuación, puesto que ya se dispone de la suma, con la diferencia de los trayectos de transmisión complejos  $h_{i1}$  y  $h_{i2}$  obtenidos de este modo pueden extraerse entonces los términos individuales  $h_{i1}$  y  $h_{i2}$  por aritmética simple. De forma más general, las fases de las señales piloto se cambian de tal manera que las seleccionadas de las señales piloto se inviertan relativamente de un modo predecible.

La Fig. 6 muestra la funcionalidad requerida para recibir este resultado. La Fig. 6 puede implementarse en hardware, aunque más habitualmente se implementará en software, en cuyo caso la figura puede considerarse como con carácter de diagrama de flujo. La figura ilustra la estimación de canal obtenida a partir de una de las señales piloto que se reciben en una entrada 10. Esto se aplica tanto a una memoria intermedia 12 que proporciona un retardo de un periodo de símbolo, como a un inversor 14, que recibe en una entrada 16 una señal de control de onda cuadrada con un periodo igual a dos periodos de símbolo. Es decir, para un periodo de símbolo la señal en la entrada 16 es un uno y para el otro es un cero. La salida de la memoria intermedia 12 y el inversor 14 se aplica, cada una de ellas, tanto a un sumador 18 como a un restador 20. Uno de ellos proporcionará la salida  $h_{i1}$  y el otro la salida  $h_{i2}$ . Se apreciará que la Fig. 6 es una versión muy simplificada ya que no muestra la naturaleza compleja de las señales y, de hecho, la ejecución se realizará mediante una inversión de matriz según se ha descrito anteriormente. No obstante, a partir de esta figura puede apreciarse el principio de funcionamiento.

Por lo tanto, el receptor está dispuesto para realizar las operaciones de suma y diferencia necesarias sobre un par de estimaciones de canal consecutivas con el fin de encontrar los trayectos de transmisión complejos  $h_{i1}$  y  $h_{i2}$ . Naturalmente, para realizar las operaciones de suma y diferencia necesarias sobre un par de estimaciones de canal consecutivas para encontrar los trayectos de transmisión complejos  $h_{i1}$  y  $h_{i2}$ , el receptor debe modificarse. Este proceso y la posterior inversión de matriz para recuperar los datos transmitidos, es análogo al ecualizador de cero forzado que se encuentra en un receptor de DVB-T convencional.

En una implementación práctica, una vez que cada "mitad" del receptor de 2-por-2 ha determinado sus coeficientes de canal asociados  $h_{i1}$  y  $h_{i2}$ , entonces puede tener lugar la inversión de la matriz utilizando una inversión de cero forzado (ZF) o una inversión de mínimo error cuadrático medio (MMSE), tal como se ha mencionado anteriormente. Tal como sugiere su denominación, esta última reduce al mínimo el error total.

La inversión de ZF es dada por:

$$(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$$

donde  $\mathbf{H}^H$  representa la transposición hermitica. La inversión de ZF se reduce a  $\mathbf{H}^{-1}$  para una matriz cuadrada de rango completo.

La inversión de MMSE es dada por:

$$(\alpha \mathbf{I} + \mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$$

donde  $\alpha$  es la relación de potencia ruido/señal e  $\mathbf{I}$  es la matriz identidad.

Existe una matriz de canal distinta para cada posición de portadora, cuya naturaleza determina la relación señal/ruido de cada elemento del vector de señal recuperado. Preferentemente, la matriz de canal es casi ortogonal para minimizar los picos de ruido. Esta condición se satisface ampliamente con la estructura de matriz inherente en las versiones tanto direccional dual como de polarización dual del sistema descrito. De este modo se recuperan los datos transmitidos.

Es importante tener en cuenta el efecto de la degradación de las señales piloto continuas mencionada anteriormente con respecto a su impacto sobre el control automático de frecuencia (AFC) del receptor. A continuación, se considera dicho efecto.

Surgen dificultades si durante algunos símbolos DVB-T las señales piloto dispersas coinciden en las posiciones de sus portadoras con las señales piloto continuas. Por ejemplo, el índice de portadora 0 es una señal piloto continua y, por lo tanto, haciendo referencia a la Fig. 2, coincide con una señal piloto dispersa en el tiempo 0, 4, 8 etcétera. Si esto ocurre para un símbolo en el que va a producirse una inversión de la señal piloto, la inversión es prioritaria y la señal piloto continua efectivamente se degrada. Esto requiere cambios en el receptor AFC, los cuales se consideran a continuación.

En un receptor de DVB-T, el AFC funciona determinando la posición de las señales piloto continuas en un vector de señal desmodulado y, a continuación, acumulando la fase de las señales piloto de tal manera que se determinan el signo y la magnitud de cualquier error de frecuencia.

En el contexto del MIMO que utiliza inversión de señales piloto dispersas según se ha descrito, se determinan las señales piloto continuas que se han degradado (por la inversión de una o más de las fuentes transmitidas) y las mismas se eliminan del procesado de AFC. Considérese, por ejemplo, el modo de 2K de DVB-T que presenta 45 señales piloto continuas. Supóngase que el símbolo 0 de la Fig. 2 no presenta ninguna inversión de señal piloto en ningún transmisor, el símbolo 1 presenta inversión de señal piloto en uno de los transmisores, y así sucesivamente. De aquí se deduce que los símbolos con numeración par nunca presentan señales piloto continuas degradadas, pero los símbolos con numeración impar algunas veces sí.

De las 45 señales piloto continuas, resulta que existen 11 degradadas en el símbolo 1 y 11 diferentes en el símbolo 3. Por lo tanto, si se ignora la totalidad de las 22 señales piloto potencialmente degradadas durante la adquisición de frecuencia y se usan solamente las 23 restantes, entonces el sistema funcionará como anteriormente, aunque con una relación señal/ruido del AFC ligeramente más deficiente. Una vez obtenida la sincronización completa del receptor, y determinada la posición de las supertramas de DVB-T, entonces solamente es necesario ignorar 11 señales piloto en cada uno de los símbolos 1 y 3, utilizándose al completo todas las señales piloto continuas en los símbolos 0 y 2. Esto proporciona un ancho de banda o relación señal/ruido mejorados dentro del bucle de enganche del AFC en comparación con la utilización de solamente 23 señales piloto continuas todo el tiempo.

El último punto mencionado resulta particularmente importante en un sistema de 4-por-4, tal como se describe más adelante, donde solamente un símbolo de cada cuatro no presenta en absoluto degradación e inicialmente solo puede contarse con 12 señales piloto continuas. Después de la adquisición de las supertramas, pueden utilizarse todas hasta un máximo de 11 como antes.

A título ilustrativo, se ha supuesto el modo de 2k del DVB-T (1.705 portadoras), aunque la extensión a 8k es sencilla, considerando la lista adecuada de 177 señales piloto continuas en lugar de 45, y de hecho es la preferida. Para la compatibilidad con una red de frecuencia única, se prefiere que el modo de DVB-T básico elegido sea 8k, con un intervalo de guarda coherente con la densidad y la potencia propuestas de los transmisores. En la siguiente tabla 1 se muestra un conjunto típico de parámetros y la velocidad de datos resultante.

Parámetro	Valor
Modulación	64 QAM
Tasa de codificación de errores	2/3
Intervalo de guarda (µs)	28 (1/32)
Modo	8k
Velocidad de datos (Mbits/s)	24,1 x 2 =48,2

A continuación, se describirá la estructura del transmisor haciendo referencia a la Fig. 4. La señal de entrada se recibe en un terminal 50, y en un circuito 52 enganchado al flujo continuo de transporte entrante la señal se divide en dos partes para alimentar los moduladores de cada uno de los dos transmisores. Solamente se muestra detalladamente uno de los transmisores. En este transmisor, la señal se aplica a un multiplexor MPEG y a un circuito de dispersión de energía 54 y, de ahí, a un codificador Reed Solomon exterior 56. Esta es la primera parte del dispositivo de corrección directa de errores que también incluye un circuito de intercalación de bytes 58, un codificador convolucional 60, y un circuito de intercalación de bits 62. A continuación esta señal se aplica a un asignador de correspondencias de bytes a símbolos 64, y de ahí a un intercalador de símbolos 66. Esto constituye la salida del dispositivo de corrección directa de errores, que se aplica a un asignador de correspondencias y a un circuito de adaptación de tramas 68. El asignador de correspondencias establece una correspondencia de la cifra con una forma QAM. En este punto las señales piloto se suman a la señal procedente de un circuito de generación de señales pilotos y de señalización de parámetros de transmisión (TPS) 70. La salida del asignador de correspondencias y circuito de adaptación de tramas 68 se aplica al codificador de OFDM, que comprende un circuito de FFT inversa 72 y un circuito de inserción de intervalos de guarda 74. Después de una filtración adecuada en un filtro de producto sinc(x) 76, la señal se aplica a continuación a un conversor digital-a-analógico 78, y finalmente a un circuito de conversión ascendente de RF o etapa frontal de transmisor 80 y finalmente a la antena de transmisión. De acuerdo con la invención de las solicitudes anteriores, el circuito de generación de señales piloto 70 está adaptado según se ha descrito anteriormente para alternar la fase en portadoras seleccionadas sobre símbolos sucesivos.

El receptor correspondiente se ilustra en la Fig. 5. La señal de una de las antenas de entrada se recibe en un terminal 100 y se aplica a una etapa frontal de RF 102 donde se somete a una conversión descendente. A continuación, la señal se aplica a un conversor analógico-a-digital 104 y de ahí a un filtro de canal 106. La salida del mismo se aplica a un circuito de sincronización temporal 108, y a continuación al descodificador de OFDM en forma de un circuito de Transformada Rápida de Fourier 110. La salida de la FFT se aplica a un circuito de control automático de frecuencia 112. La salida del circuito de AFC 112 se aplica a un circuito de ecualización y estimación de canales MIMO 122, que también recibe en una entrada 120 la entrada correspondiente del otro de los dos receptores. El circuito de ecualización y estimación de canales está adaptado según se ha descrito anteriormente y proporciona salidas a un descodificador de TPS 124 que proporciona impulsos de trama e información de configuración, y a un circuito 126 que genera las métricas de bits de la indicación de estado del canal obtenida en el circuito 122. Según una manera convencional, esto se aplica a continuación al desintercalador interno de símbolos y bits 128, a un descodificador de Viterbi 130, a un sincronizador de tramas de flujos continuos de transporte 132, a un desintercalador externo de bytes 134, a un descodificador de Reed Solomon 136 y, finalmente, a un desaleatorizador 138 para proporcionar la salida de flujo continuo de transporte 140. De acuerdo con la presente invención, el circuito de ecualización y estimación de canales MIMO está adaptado según se ha descrito anteriormente para obtener una estimación de canal independiente para las señales recibidas en los receptores que utilizan la inversión de fase de señales piloto introducida en los transmisores.

El sistema de 2 - p o r - 2 básico descrito puede ampliarse para incluir la recepción tanto de polarización dual como direccional dual. En este caso, el sistema distribuiría hasta cuatro veces la capacidad bruta del DVB-T o, de manera más realista, tres veces con una robustez mejorada conferida por la aplicación de la codificación espacio-temporal. La penalización es el aumento de la complejidad del sistema, y el coste ligeramente superior de la antena del receptor.

El método no se limita al sistema MIMO de dos-por-dos con dos transmisores y dos receptores sino que también puede utilizarse con otros sistemas tales como un sistema de 3-por-3 ó un sistema de 4-por-4. La capacidad de los canales aumenta con el número de antenas transmisoras y receptoras. Puede haber un número diferente de transmisores y receptores. El caso anterior de 2-por-2 se generaliza reconociendo en primer lugar que la secuencia transmitida de señales piloto dispersas (ignorando el multiplicador pseudo-aleatorio) puede representarse mediante una matriz Hadamard de 2 - p o r - 2 , del modo siguiente:

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}$$

En este caso, el índice de las filas puede considerarse el índice del transmisor y el de las columnas el índice del tiempo.

De forma análoga, un sistema de 4 - p o r - 4 puede definirse utilizando una matriz Hadamard de 4-por-4. En este caso, cada receptor tiene conocimiento de sus cuatro trayectos específicos a través de cuatro símbolos. Una matriz adecuada es:

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix}$$

aunque no es la única ya que, por ejemplo, las columnas pueden reordenarse.

En el caso de 3-por-3 y muchos valores superiores de N, en donde no hay disponible una matriz Hadamard, puede utilizarse una matriz alternativa no Hadamard sino N de rango completo, tal como (para 3-por-3):

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 \end{pmatrix}$$

Así, la invención de las solicitudes anteriores proporciona un método de utilización de un canal MIMO en un sistema DVB-T modificado, mediante el uso de la inversión selectiva de las señales piloto dispersas DVB-T, para mejorar la estimación de los canales. Para sistemas de 2-por-2 y 4-por-4, la implementación preferida se basa en una matriz Hadamard. Para 3-por-3, y otros, puede utilizarse una matriz no Hadamard sino de rango completo. Pueden resultar deseables cambios en el procesado de AFC para minimizar el impacto de la degradación de las señales piloto continuas. La adquisición inicial puede proseguir utilizando un conjunto reducido de señales piloto continuas, aunque una vez obtenida la adquisición de las supertramas, el número de señales piloto utilizables puede restablecerse sustancialmente.

El sistema puede incorporarse en un sistema de televisión digital terrestre de una red de frecuencia única y, como tal, presenta un alto grado de eficiencia espectral. El sistema puede basarse en la transmisión direccional dual o, más sencillamente, en la transmisión de polarización dual.

**Primera modificación**

En el contexto del MIMO que usa la inversión de señales piloto dispersas según se ha descrito anteriormente y en las solicitudes anteriores, cuando una señal piloto dispersa que se va a invertir coincide, en cuanto a posición, con una señal piloto continua (o fija), la señal piloto continua se degrada. En ese caso, estas señales piloto se describen como eliminadas del procesado. Esto requiere un procesado especial en el receptor y evidentemente reduce la eficacia de las señales piloto continuas. El problema es que el circuito de AFC en el receptor no funcionará si las fases correspondientes a una portadora dada se invierten algunas veces.

Se ha apreciado que el sistema se puede mejorar si las señales piloto continuas se transmiten siempre con la misma fase en cada símbolo, incluyendo los símbolos en los que coinciden con señales piloto dispersas. Por esta razón, si

las señales piloto dispersas en una portadora en particular van a ser invertidas, se deberían invertir también cualesquiera señales piloto continuas en esa portadora, sea cual sea el símbolo en el que aparezcan. En ese caso, no es necesario que el algoritmo de AFC en el receptor se cambie materialmente con respecto al requerido para un funcionamiento no MIMO o convencional, sino que el mismo funcionará esencialmente sin modificaciones, y se obtienen mejores resultados.

Esto se ilustra a continuación en la Fig. 7, que es un diagrama similar a la Fig. 2 para esta modificación. Se supone que las portadoras en los símbolos 0, 2, 4 etcétera son no invertidas, y que las portadoras en los símbolos 1, 3, 5 etcétera están invertidas. Los símbolos se muestran evidentemente en el eje del tiempo. Las portadoras invertidas se muestran en la Fig. 7 representadas por medio de cuadrados negros, mientras que las portadoras no invertidas se muestran, tal como antes, por medio de círculos negros. Esto significa que las portadoras 3 y 9 y así sucesivamente transportan señales piloto dispersas invertidas. De acuerdo con este aspecto de la invención, siempre que una señal piloto continua se produzca en las portadoras 3, 9, ..., entonces estas portadoras continuas también se invierten. Es decir, cualesquiera portadoras continuas que aparezcan en las posiciones sombreadas de la Fig. 7 se invierten, refiriéndose las mismas a portadoras invertidas, tal como se muestra, por medio de la letra I en la parte superior de la figura.

La implementación de esta modificación se logra de la manera siguiente. Tal como en el sistema básico de las solicitudes anteriores, uno de los dos transmisores MIMO de 2-por-2 es convencional, mientras que el otro está modificado. No obstante, en este transmisor modificado, el circuito de generación de señales piloto 70 está adaptado ahora para invertir las fases de cualesquiera portadoras piloto que aparezcan en la misma portadora que las señales piloto dispersas que tienen sus fases invertidas. Esto normalmente se logrará mediante un pequeño cambio en el software instalado en el transmisor. De modo similar, en el receptor, la modificación se implementa modificando el receptor tal como se muestra en la Fig. 5. El receptor, en particular el bloque de AFC 112, está adaptado para compensar la inversión de las fases de las señales piloto continuas que aparecen en la misma portadora que señales piloto dispersas que tienen sus fases invertidas. Esto se logrará normalmente mediante un pequeño cambio en el software instalado en el receptor. De forma más general, en un sistema MIMO de N-por-N ( $N > 2$ ), se realizan cambios en por lo menos todos menos uno de los transmisores y en el receptor. Los detalles de los cambios del software no se proporcionan en la presente memoria ya que los mismos dependerán de la aplicación particular, y se pueden lograr de muchas maneras diferentes, tal como se pondrá fácilmente de manifiesto para los expertos en la materia.

La descripción anterior haciendo referencia a matrices de 2-por-2 y otras de rango N se puede aplicar del mismo modo excepto que el índice de las filas de, por ejemplo, la matriz de Hadamard se puede considerar, tal como antes, como el índice del transmisor pero el índice de las columnas indica ahora a cuál de los dos subconjuntos de las señales piloto (invertidas y normales) se refiere el mismo. Si en la configuración MIMO de N-por-N cada codificador OFDM (es decir, transmisor) tiene un índice  $i$ , y las portadoras que transportan señales piloto se dividen en N subconjuntos de acuerdo con un índice  $j$  calculado a partir de su índice de portadora que transporta señales piloto, módulo N, entonces las señales piloto dispersas se invierten o no de acuerdo con el elemento de una matriz de N-por-N de rango completo cuyo número de fila es  $i$  y cuyo número de columna es  $j$ .

### Segunda modificación

En el ejemplo descrito en la solicitud anterior, y también en relación con la Fig. 7, las señales piloto dispersas se invierten en símbolos alternos, es decir, en el tiempo. Es decir, los símbolos con numeración par no presentan inversión y los símbolos con numeración impar están invertidos. Esto se ilustra en la Fig. 8 en (a), en donde las portadoras invertidas se muestran como cuadrados negros, y alternadas en filas alternas tal como se observa en la figura, mientras que las portadoras no invertidas se muestran, tal como antes, por medio de círculos negros.

En cada símbolo, una señal piloto dispersa aparece cada 12 portadoras, y estas portadoras están desplazadas 3 portadoras entre un símbolo y el siguiente. Esto se observa también claramente en la Fig. 8 en (a). Esto significa que en una portadora dada las señales piloto dispersas aparecen cada cuatro símbolos. Cuatro es un número par, y, por lo tanto, por un lado las señales piloto dispersas invertidas y, por otro lado las señales dispersas no invertidas aparecen respectivamente en portadoras de numeración impar y de numeración par.

Esto se encuentra en contraposición con la situación mostrada en (b) en la Fig. 8. En este caso se supone que una señal piloto dispersa aparece cada 9 portadoras, aunque las portadoras siguen estando desplazadas 3 portadoras entre un símbolo y el siguiente. En esta situación, en cualquier portadora dada algunas señales piloto dispersas están invertidas y otras no. Por ejemplo, en la portadora 3 el símbolo 1 está invertido pero el símbolo 4 no está invertido.

De este modo, en el sistema de las solicitudes anteriores, en donde las señales piloto aparecen cada cuatro símbolos en una portadora dada, realizándose la inversión en símbolos alternos, es decir, en el tiempo, se obtiene el resultado de que en cualquier portadora dada, las señales piloto dispersas serán o bien siempre normales, o bien siempre invertidas. No obstante, cuando el patrón de repetición es tres, tal como se acaba de ilustrar, o cinco, tal

como también puede surgir en el DRM (*Digital Radio Mondiale*), esto no es así, y cualquier portadora dada presentará algunas señales piloto dispersas invertidas y otras no.

De acuerdo con esta modificación, se propone seleccionar o cambiar las fases de las transmisiones de señales piloto, es decir las señales piloto dispersas, de tal manera que algunas de las transmisiones de señales piloto de los dos transmisores se encuentren en la misma fase relativamente no invertida y otras de dichas transmisiones se encuentren con una fase relativamente invertida, y en donde las fases se escogen o cambian de manera que las transmisiones de señales piloto con fase relativamente invertida se encuentran en un conjunto de portadoras que transportan señales piloto y las transmisiones de señales piloto con fase relativamente no invertida se encuentran en otro conjunto diferente de portadoras que transportan señales piloto. Preferentemente, los dos conjuntos de portadoras que transportan señales piloto se encuentran en una formación de alternancia a lo largo de las portadoras que transportan señales piloto.

Esto se ilustra en la Fig. 8 en (c), que difiere con respecto a (b) en que todas las portadoras que están transportando señales piloto (columnas de la Fig. 8 (c)) transportan portadoras o bien invertidas o bien no invertidas. No obstante, cualquier símbolo dado (filas en la Fig. 8 (c)), transporta en este momento algunas portadoras invertidas (cuadrados) y algunas portadoras no invertidas (círculos). En el caso más general, esto se aplicará a por lo menos algunos de los símbolos.

Usando la terminología anterior, en el caso MIMO de 2-por-2, la estimación de canal obtenida por el receptor  $i^{\text{ésimo}}$  se corresponde con la suma de los trayectos de transmisión complejos  $h_{i1}$  y  $h_{i2}$  respectivamente. Lo que necesitan los receptores es una manera de realizar una estimación de  $h_{i1}$  y  $h_{i2}$  individualmente. De acuerdo con las solicitudes anteriores, se proponía invertir las señales piloto dispersas en uno de los dos transmisores en símbolos alternos, es decir, la portadora que transporta señales piloto. Esto provocaba que el receptor midiese la suma de los trayectos de transmisión complejos  $h_{i1}$  y  $h_{i2}$  en un conjunto de células piloto y la diferencia en las células piloto alternas. Si el receptor realiza un proceso de interpolación independiente para cada conjunto de señales piloto, esto producirá una estimación tanto de la suma como de la diferencia de los trayectos de transmisión complejos  $h_{i1}$  y  $h_{i2}$  para cada portadora en cada símbolo. Por lo tanto, los términos individuales  $h_{i1}$  y  $h_{i2}$  se pueden extraer mediante aritmética sencilla. De forma más general, las fases de las señales piloto se cambian de tal modo que las seleccionadas de las señales piloto se invierten relativamente de una manera predecible.

Llegado este momento se ha observado que si el patrón piloto es diagonal y se repite después de un número par de símbolos, entonces la inversión de las señales piloto dispersas en portadoras alternas que transportan señales piloto es equivalente a la inversión de las mismas en símbolos alternos, según se ha descrito en las solicitudes anteriores. No obstante, si el patrón de repetición es un número impar de símbolos, entonces las dos no son equivalentes. Esto puede dar origen a implicaciones negativas para las señales piloto continuas. En el caso más general del MIMO de N-por-N, es necesario que la longitud del patrón de repetición sea un múltiplo de N para que las dos sean equivalentes.

Con el MIMO de N-por-N (en donde  $N > 2$ ) también puede surgir un problema similar al descrito anteriormente en referencia a la Fig. 8(b), y la solución es la misma, es decir invertir (o no) señales piloto dispersas en un patrón de repetición en portadoras sucesivas que transportan señales piloto, en frecuencia, en lugar de símbolos sucesivos en el tiempo.

Tal como se apreciará, la modificación de la Fig. 8 (c) se puede usar fácilmente en combinación con la primera mejora de la Fig. 7.

La implementación de esta modificación se logra de una manera esencialmente similar a la primera mejora de la Fig. 7, esto es de la forma siguiente. Tal como en el sistema básico de las solicitudes anteriores, uno de los dos transmisores MIMO de 2-por-2 es convencional, mientras que el otro está modificado. No obstante, en este transmisor modificado el circuito de generación de señales piloto 70 está adaptado ahora para invertir las fases de señales piloto dispersas que aparecen en portadoras alternas de las portadoras que transportan señales piloto dispersas. Esto normalmente se logrará mediante un pequeño cambio en el software instalado en el transmisor. De modo similar, en el receptor, la modificación se implementa modificando el receptor tal como se muestra en la Fig. 5. El circuito de ecualización y de estimación de canales 122 está adaptado para compensar la inversión de las fases de las señales piloto dispersas que aparecen en portadoras alternas que transportan señales piloto. Esto normalmente se logrará mediante un pequeño cambio en el software instalado en el receptor. De forma más general, en un sistema MIMO de N-por-N ( $N > 2$ ), se realizan cambios en por lo menos todos menos uno de los transmisores y en el circuito receptor. Los detalles de los cambios del software no se proporcionan en este caso ya que los mismos dependerán de la aplicación en particular, y se pueden lograr de muchas maneras diferentes, tal como se pondrá fácilmente de manifiesto para los expertos en la materia.

La descripción expuesta anteriormente haciendo referencia a matrices de 2-por-2 y otras matrices de rango N se puede aplicar del mismo modo excepto que el índice de las filas de, por ejemplo, la matriz de Hadamard se puede considerar, tal como antes, como el índice del transmisor pero el índice de las columnas indica ahora a cuál de los N subconjuntos de las señales piloto (es decir, qué fase del patrón de repetición) se refiere el mismo. Si en la

configuración MIMO de N-por-N cada codificador OFDM (es decir, transmisor) tiene un índice  $i$ , y las portadoras que transportan señales piloto se dividen en  $N$  subconjuntos de acuerdo con un índice  $j$  calculado a partir de su índice de portadora que transporta señales piloto, módulo  $N$ , entonces las señales piloto dispersas se invierten o no de acuerdo con el elemento de una matriz de N-por-N de rango completo cuyo número de fila es  $i$  y cuyo número de columna es  $j$ .

Finalmente, la Fig. 8 muestra también en (d) otra disposición que representa una ligera modificación de la disposición de señales piloto mostrada en (c). En (d), las dos primeras portadoras que transportan señales piloto son normales (no invertidas), las dos siguientes están invertidas, y así sucesivamente en una formación de alternancia, aunque dos cada vez en lugar de una cada vez tal como en (c). Esto tiene un valor particular, por ejemplo, si se va a usar únicamente la interpolación en frecuencia y no la interpolación en tiempo (véase la mejora, más adelante) puesto que entonces la información sobre tanto la suma como la diferencia del valor de  $h$  se puede obtener a partir de cada símbolo por sí solo. También se pueden concebir otros patrones de inversión que pueden presentar ventajas particulares.

### Mejora de la presente invención

La Fig. 6 muestra una manera de obtener las estimaciones independientes para  $h_{i1}$  y  $h_{i2}$ . La Fig. 6 se puede implementar en hardware, aunque más habitualmente se implementará en software, en cuyo caso la figura se puede considerar como con carácter de diagrama de flujo. La figura ilustra la estimación de canal obtenida usando únicamente las señales piloto en el símbolo actual que se está recibiendo en una entrada 10, es decir, en el sistema de las solicitudes anteriores. Tal como se ha descrito anteriormente, las mismas se aplican tanto a una memoria intermedia 12 que proporciona un retardo de un periodo de símbolo, como a un inversor 14, que recibe en una entrada 16 una señal de control de onda cuadrada con un periodo igual a dos periodos de símbolo. Es decir, para un periodo de símbolo la señal en la entrada 16 es un uno y para el otro es un cero. La salida de la memoria intermedia 12 y el inversor 14 se aplica, cada una de ellas, tanto a un sumador 18 como a un restador 20. Uno de ellos proporcionará la salida  $h_{i1}$  y el otro la salida  $h_{i2}$ .

El párrafo anterior se corresponde con un ecualizador basado solamente en interpolación en frecuencia dentro de un símbolo y sin interpolación temporal excepto por una "retención de orden cero" representada por la memoria intermedia de un símbolo. En la Fig. 9 se ilustra un método más general y mejorado. Las señales piloto recibidas en la entrada 30 se fraccionan por medio de un circuito de fraccionamiento de señales piloto 32 en un conjunto 34 que se transmitió normalmente desde ambos transmisores y un segundo conjunto 36 que se invirtió desde un transmisor. Cada conjunto de señales piloto se alimenta a su propio interpolador de tiempo-y-frecuencia 38, 40 respectivamente, cuyas salidas son respectivamente la suma y diferencia de las dos respuestas de canal para cada portadora en cada símbolo. Estas salidas se aplican cada una de ellas tanto a un sumador 42 como a un restador 44. Tal como anteriormente, uno de ellos proporcionará la salida  $h_{i1}$  y el otro la salida  $h_{i2}$  a las que se hace referencia en este caso, como en la Fig. 6, como  $h_0$  y  $h_1$ .

De este modo, el receptor está dispuesto para llevar a cabo las operaciones necesarias de suma y diferencia sobre un par de estimaciones de canal con el fin de hallar los trayectos de transmisión complejos  $h_{i1}$  y  $h_{i2}$ . Es evidente que el receptor se debe modificar para realizar las interpolaciones en frecuencia y tiempo y para llevar a cabo las operaciones necesarias de suma y diferencia sobre un par de estimaciones de canal con el fin de hallar los trayectos de transmisión complejos  $h_{i1}$  y  $h_{i2}$ . Los detalles de estas modificaciones no se proporcionan en la presente memoria ya que los mismos dependen de la aplicación particular, y se pueden lograr de muchas maneras diferentes, tal como se pondrá fácilmente de manifiesto para los expertos en la materia. La inversión de matriz posterior para recuperar los datos transmitidos es, como con las solicitudes anteriores, análoga al ecualizador de cero forzado que se encuentra en un receptor de DVB-T convencional.

Las diversas mejoras que se han descrito se pueden usar de manera independiente o combinadas. Los expertos en la materia apreciarán que se pueden introducir muchas modificaciones en los ejemplos específicos dados, que son únicamente ejemplificativos.

**REIVINDICACIONES**

- 5 1. Circuito para procesar señales piloto dispersas recibidas en símbolos de una señal OFDM de transmisor múltiple, que comprende:
- unos medios para extraer las señales piloto combinando transmisiones de señales piloto que presentan una fase relativamente no invertida con transmisiones de señales piloto que presentan una fase relativamente no invertida para obtener una indicación de las características del canal de transmisión ( $h_0, h_1$ );
- 10 caracterizado porque los medios de extracción de señales piloto comprenden:
- unos medios (32) para recibir las señales piloto y fraccionarlas en un primer conjunto que consiste en las señales piloto no invertidas y en un segundo conjunto que consiste en las señales piloto invertidas;
- 15 unos primeros y segundos medios de interpolación (38, 40) para recibir el primer y segundo conjunto, respectivamente, y para interpolar en frecuencia y/o en tiempo entre las señales piloto de cada conjunto; y
- unos medios (42, 44) para sumar y restar las correspondientes salidas de los primeros medios de interpolación y los segundos medios de interpolación.
- 20 2. Circuito según la reivindicación 1, en el que por lo menos algunos de los símbolos recibidos comprenden unas transmisiones de señales piloto invertidas y no invertidas en un símbolo dado.
- 25 3. Circuito según la reivindicación 1 o 2, en el que el circuito está situado en un receptor de normas DVB que recibe señales piloto continuas y señales piloto dispersas, algunas de las cuales están invertidas.
- 30 4. Método para extraer señales piloto dispersas recibidas en símbolos de una señal OFDM de transmisor múltiple combinando transmisiones de señales piloto que presentan una fase relativamente no invertida con transmisiones de señales piloto que presentan una fase relativamente invertida para obtener una indicación de las características del canal de transmisión, caracterizado porque comprende:
- recibir las señales piloto y fraccionarlas en un primer conjunto que consiste en señales piloto no invertidas y en un segundo conjunto que consiste en señales piloto invertidas;
- 35 unos primeros y segundos procesos de interpolación para recibir el primer conjunto y el segundo conjunto, respectivamente y para interpolar en frecuencia y/o en tiempo entre las señales piloto de cada conjunto; y
- sumar y restar las correspondientes salidas de los primeros medios de interpolación y los segundos medios de interpolación.
- 40 5. Método según la reivindicación 4, en el que por lo menos algunos de los símbolos recibidos comprenden unas transmisiones de señales piloto invertidas y no invertidas en un símbolo dado.
- 45 6. Método según la reivindicación 4 o 5, en el que la señal es una señal de normas DVB que comprende unas señales piloto continuas y unas señales piloto dispersas, algunas de las cuales están invertidas.

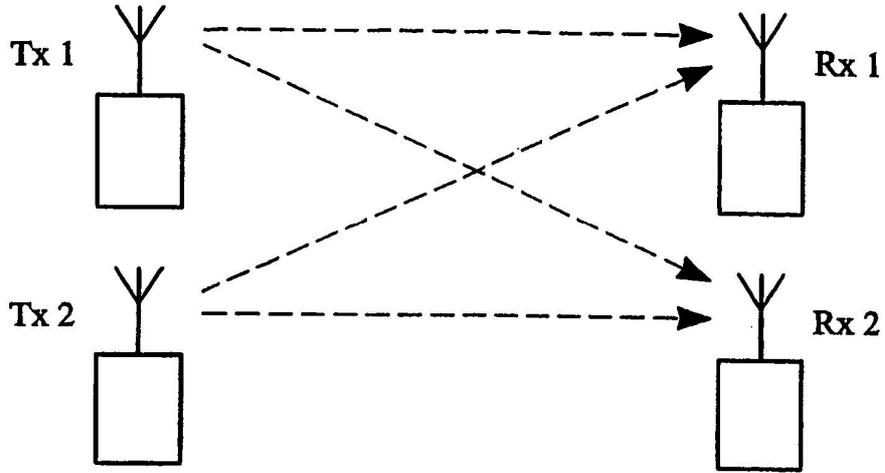


FIG. 1

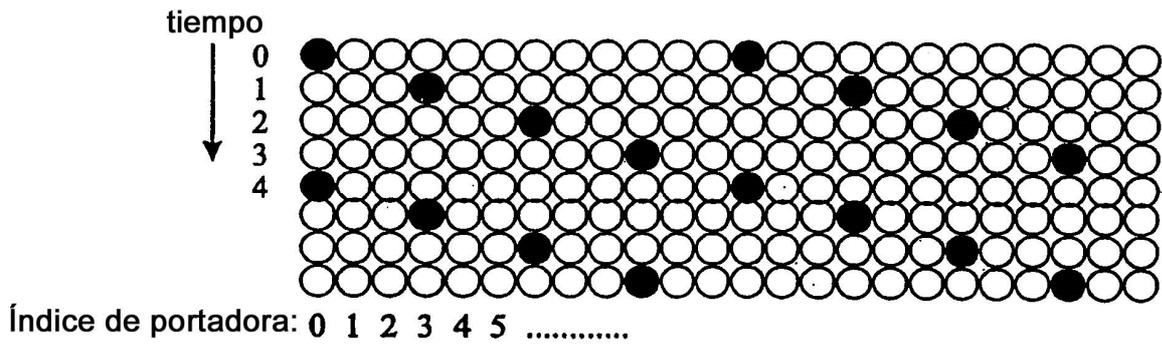


FIG. 2

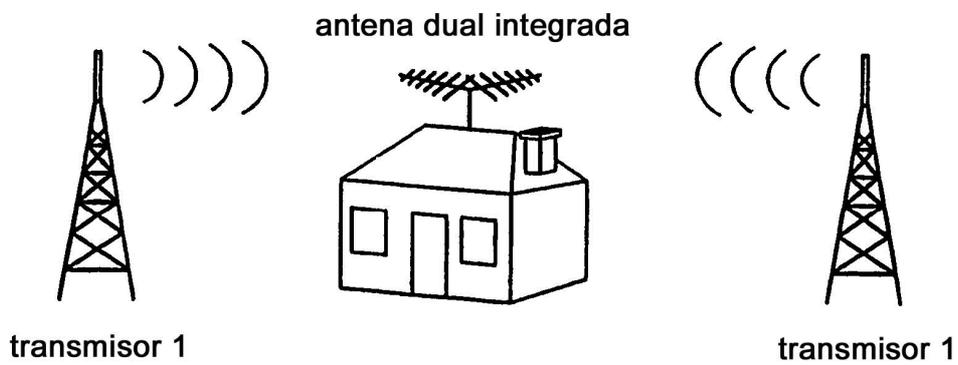
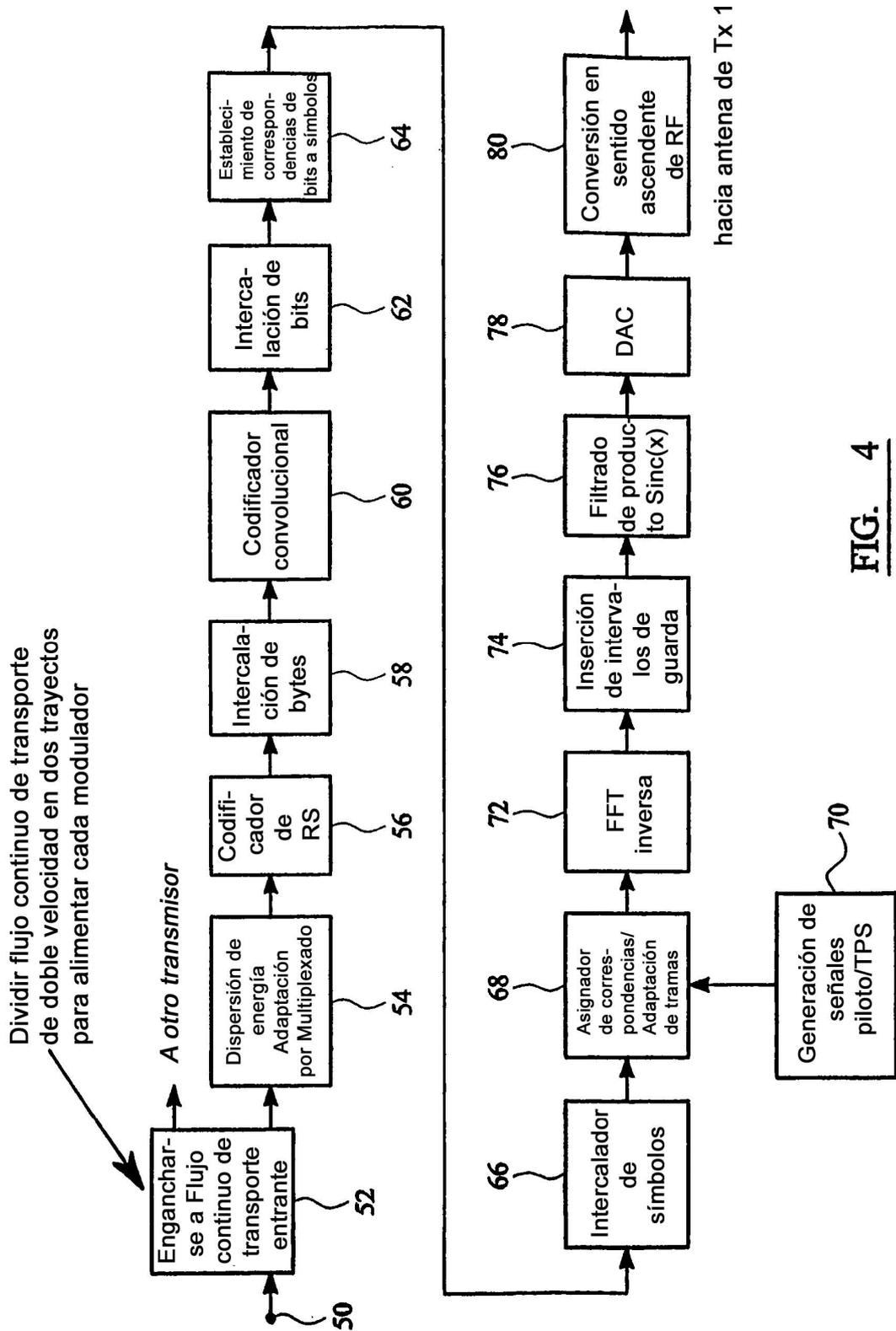


FIG. 3



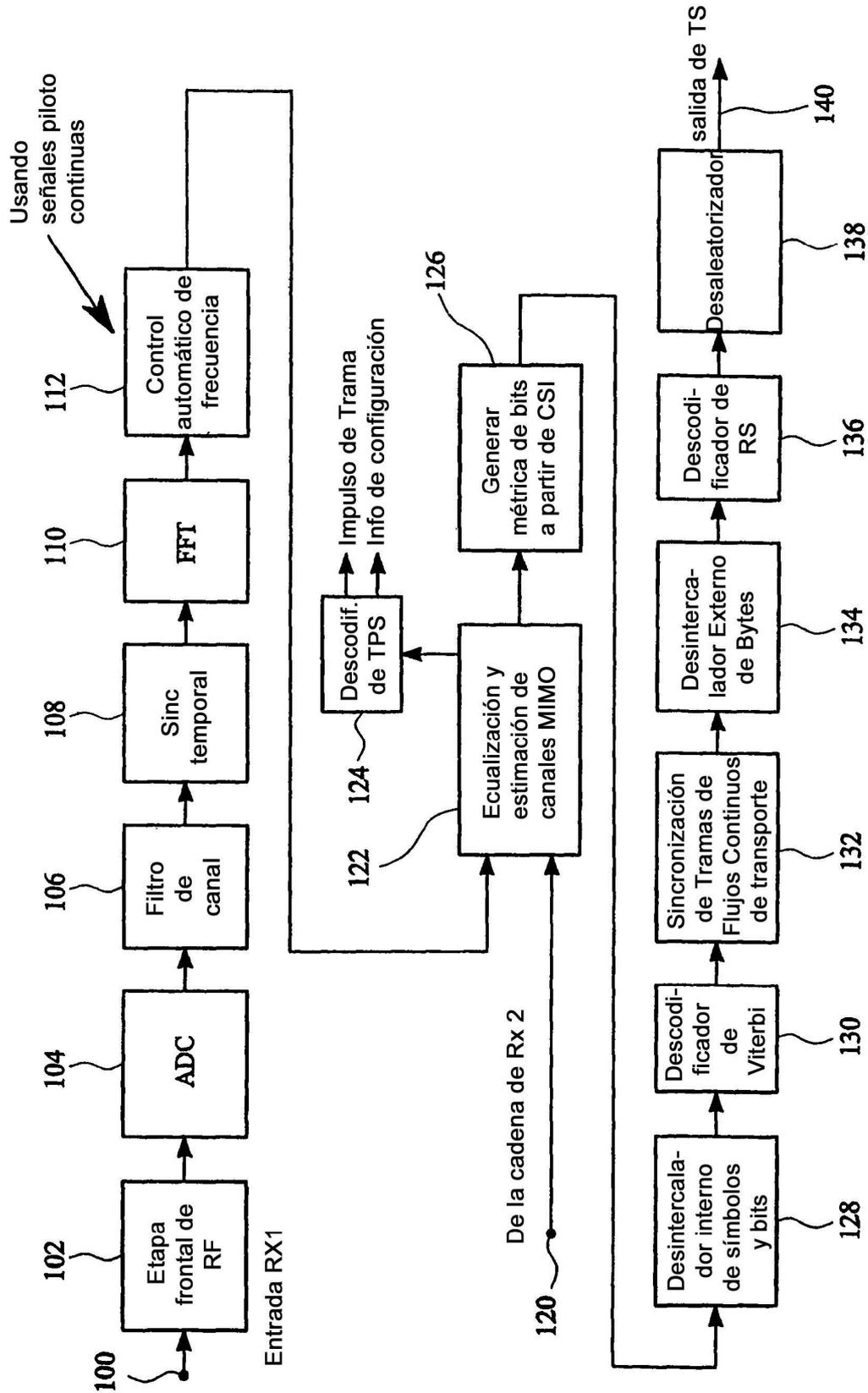


FIG. 5

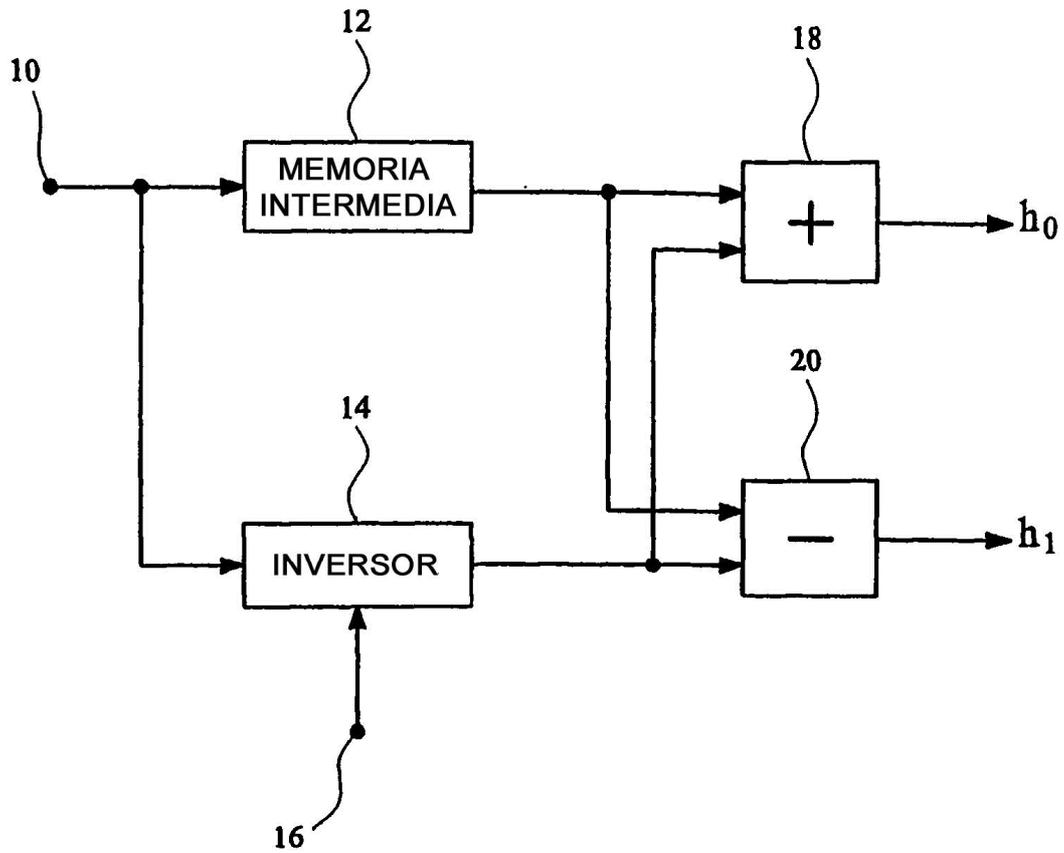


FIG. 6

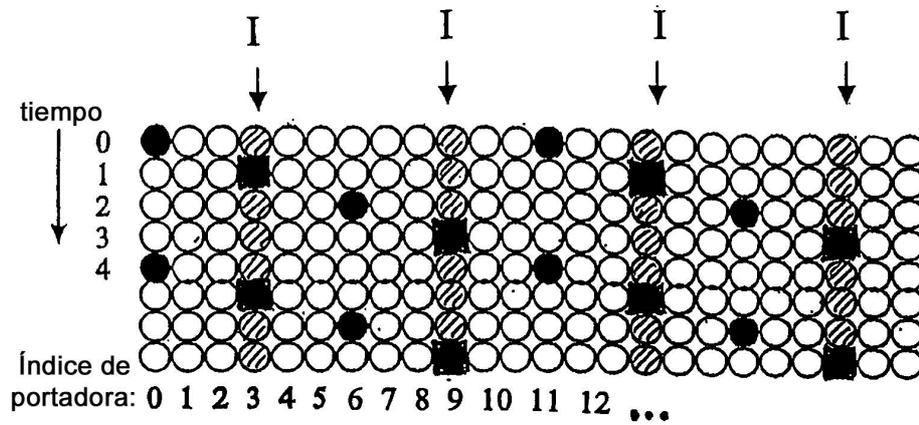


FIG. 7

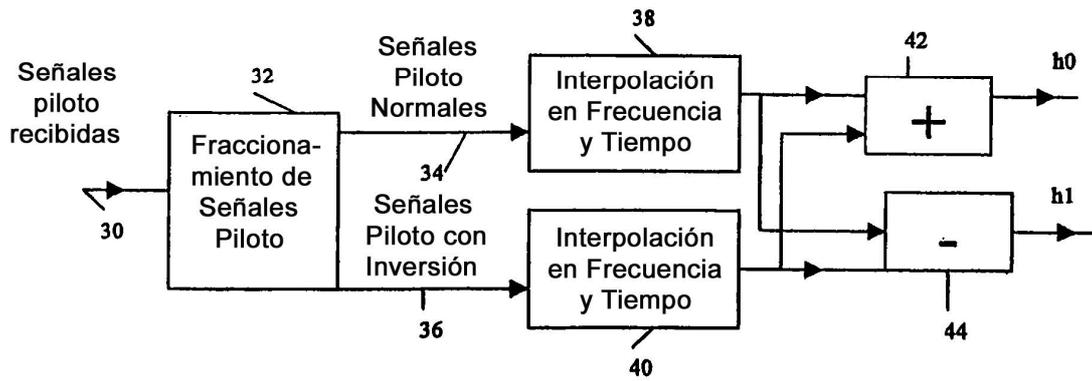
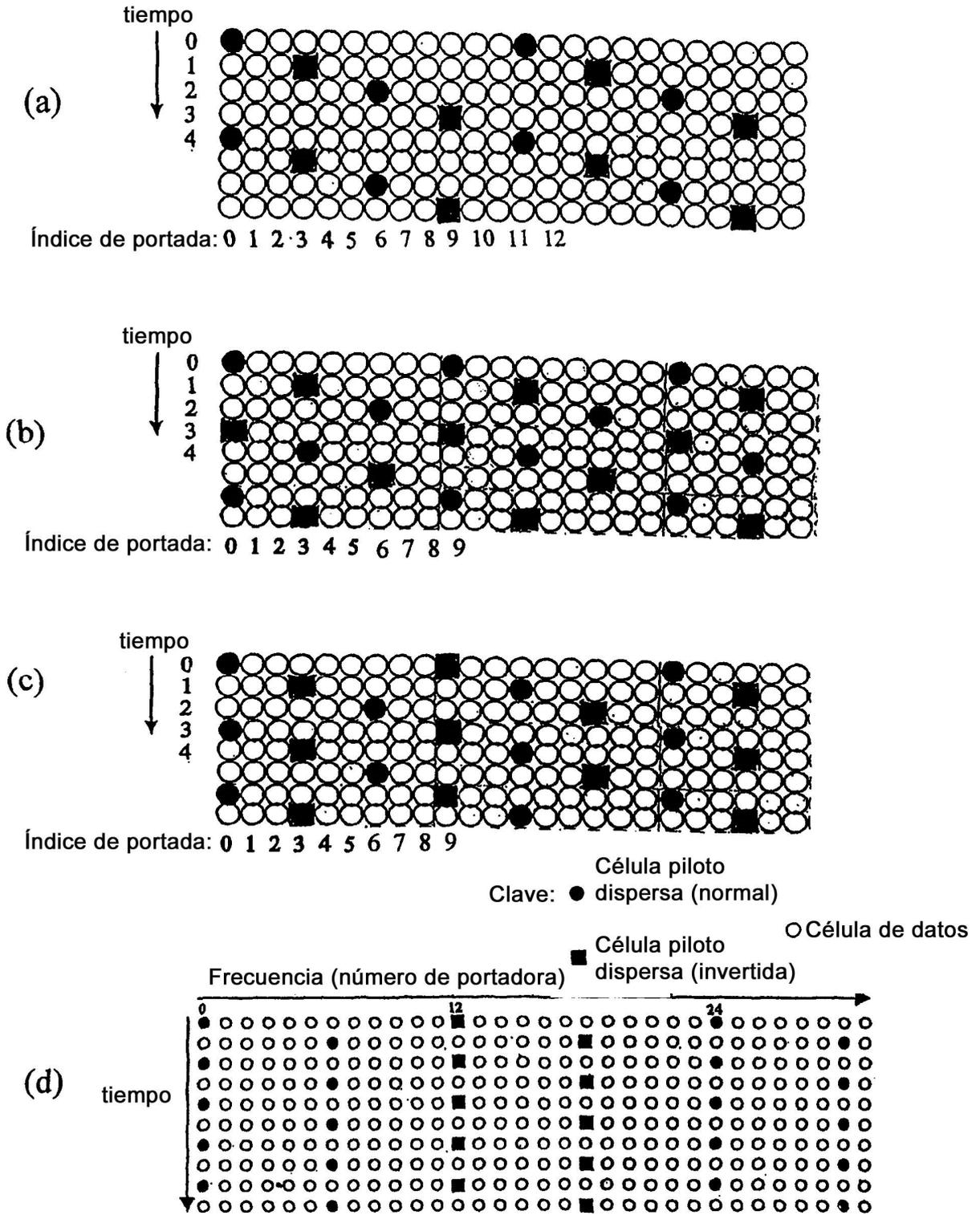


FIG. 9



**FIG. 8**