

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 376 016**

51 Int. Cl.:

H04L 25/02 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

H03G 3/20 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **08731357 .3**

96 Fecha de presentación: **04.03.2008**

97 Número de publicación de la solicitud: **2130338**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **09.12.2009**

54 Título: **APARATO Y PROCEDIMIENTO PARA TOMAR EN CUENTA DE LOS EFECTOS DE LAS DISCONTINUIDADES EN LA SALIDA DEL CONTROL AUTOMÁTICO DE GANANCIA EN UN SISTEMA DE MÚLTIPLES PORTADORAS.**

30 Prioridad:
05.03.2007 US 893060 P
05.03.2007 US 893058 P
12.07.2007 US 777263

45 Fecha de publicación de la mención BOP: **08.03.2012**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente: **08.03.2012**

73 Titular/es:
QUALCOMM INCORPORATED
INTERNATIONAL IP ADMINISTRATION 5775
MOREHOUSE DRIVE
SAN DIEGO, CALIFORNIA 92121-1714, US

72 Inventor/es:
BREHLER, Matthias

74 Agente/Representante:
Carpintero López, Mario

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 2 376 016 T3

DESCRIPCIÓN

Aparato y procedimiento para tomar en cuenta de los efectos de las discontinuidades en la salida del control automático de ganancia en un sistema de múltiples portadoras

Referencia a aplicaciones relacionadas con la patente

- 5 La presente solicitud de patente está relacionada con las siguientes solicitudes de patentes norteamericanas en tramitación junto con la presente:

"CORRECCIONES DE TIEMPOS EN UN SISTEMA DE MÚLTIPLES PORTADORAS Y PROPAGACIÓN A UN FILTRO DE TIEMPO de estimación DE CANAL" de Bojan Vrcelj et al., que tiene la solicitud de patente U. S. número 11/373.764, presentada el 9 de marzo de 2006, cedida al cesionario de la presente solicitud.

- 10 "AJUSTES DE TIEMPOS PARA LA ESTIMACIÓN DE CANAL EN UN SISTEMA DE MÚLTIPLES PORTADORAS" de Matthias Brehler et al., que tienen una solicitud de patente U. S. número 11/777, 251, presentada 12 de julio de 2007, cedida al cesionario de la presente solicitud.

AntecedentesCampo

- 15 La presente divulgación se refiere a aparatos y procedimientos para tomar en cuenta el control automático de ganancia (AGC) en un sistema inalámbrico de múltiples portadoras, y más en particular, para ajustar los coeficientes de combinación para tomar en cuenta el AGC, que se utilizan para combinar entrelazados de tonos pilotos en un filtro de entrelazados para determinar la estimación de canal.

Antecedentes

- 20 La Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) es un procedimiento de modulación digital mediante el cual una señal es dividida en varios canales de banda estrecha en diferentes frecuencias portadoras ortogonales unas con respecto a las otras. Estos canales a veces son denominados subbandas o subportadoras. En algunos aspectos, la OFDM es similar a la Multiplexación por división de frecuencia convencional (FDM), excepto por la manera con la que las señales son moduladas y demoduladas. Una de las ventajas de la tecnología OFDM es que reduce la cantidad de interferencia o diafonía entre canales y símbolos en las transmisiones de señales. Sin embargo, los canales de desvanecimiento variables en el tiempo y selectivos en frecuencia presentan problemas en muchos sistemas de OFDM.

- Con el fin de tomar en cuenta los canales de desvanecimiento variables en el tiempo y selectivos en frecuencia, se utiliza la estimación de canal. En los sistemas de detección coherentes, los valores de referencia o "símbolos pilotos" (también conocidos simplemente como "pilotos") incorporados en los datos de cada símbolo de OFDM pueden ser utilizados para la estimación de canal. El rastreo de tiempo y de frecuencia se puede lograr utilizando los pilotos en la estimación de canal. Por ejemplo, si cada símbolo de OFDM consiste en un número N de subportadoras y en un número P de pilotos, un número N - P de subportadoras puede ser utilizado para la transmisión de datos y el número P de las mismas puede ser asignados a los tonos pilotos. El número P de pilotos a veces se extiende uniformemente sobre las N subportadoras, de manera que cada dos tonos de pilotos están separados por N/P-1 subportadoras de datos (o, en otras palabras, cada piloto se produce en cada N / P -ésima portadora). Tales subconjuntos uniformes de subportadoras en un símbolo de OFDM y sobre un número de símbolos que se producen en el tiempo son denominados entrelazados.

- En un área de aplicación, la OFDM se utiliza para servicios de radiodifusión digital, tales como los estándares de Solo Enlace Hacia Delante (FLO), Emisión de Video Digital (DVB-T / H (terrestre / manual)), y Emisión Digital de Servicios Integrados (ISDB -T). En tales sistemas de comunicación inalámbrica, las características del canal, en términos del número de derivaciones del canal (es decir, el número de muestras o "longitud" de un filtro de Respuesta de Impulso Finito (FIR) que se utiliza para representar el canal de una señal recibida) con energía significativa, se espera que las ganancias de trayecto y los retardos de trayecto varíen de forma bastante significativa durante un período de tiempo. En un sistema de OFDM, un receptor responde a los cambios en el perfil del canal seleccionando apropiadamente el límite de símbolo de OFDM (es decir, la corrección del tiempo de ventana) para maximizar la energía captada en una ventana de transformada rápida de Fourier (FFT)

- En los receptores de OFDM es común que un bloque de estimación de canal en un receptor se almacene en una memoria tampón y a continuación se procesen las observaciones pilotos de múltiples símbolos de OFDM, lo que resulta en una estimación de canal que tiene un mejor promedio de ruido y resuelve los ensanchamientos de retardo de canal más largos. Esto se logra mediante la combinación de las observaciones del canal de longitud P de los símbolos de OFDM temporizados consecutivamente en una estimación de canal más larga en una unidad denominada unidad de filtrado de tiempo. Estimaciones de canal más largas, en general, pueden conducir a algoritmos de sincronización de tiempo más robustos. Sin embargo, el control automático de ganancia (AGC) puede limitar el rendimiento de la combinación de entrelazado. En particular, el AGC introduce discontinuidades en un canal, afectando

negativamente la combinación de entrelazado con gravedad creciente cuantos más entrelazados se combinen, tales como en los sistema DVB e ISDB en particular. Como consecuencia, los efectos adversos del AGC en la combinación de entrelazados degrada la estimación de canal.

- 5 Se llama la atención a un artículo de LINDE L P, titulado "Una estrategia de AGC para módems digitales de adaptación en las aplicaciones de salto de frecuencia" COMUNICACIONES Y PROCESAMIENTO DE SEÑALES, 1989. COMSIG 1989. . PROCEDIMIENTOS DE LA CONFERENCIA DE ÁFRICA MERIDIONAL EN STELLENBOSCH, SUDÁFRICA, 23 DE JUNIO DE 1989, NUEVA YORK, NY, EE.UU., IEEE, US, 1 de enero de 1989 (1989-01-01), páginas 19 - 24, XP010042974 ISBN: 978 - 0 - 87942 - 713 - 9

Sumario

- 10 De acuerdo con la presente invención, se proporciona un procedimiento para ajustar el efecto del AGC, como se establece en la reivindicación 1, y un aparato para su uso en un transceptor inalámbrico, como se establece en la reivindicación 9, Las realizaciones de la invención son reivindicadas en las reivindicaciones dependientes.

Breve descripción de los dibujos

La figura 1 ilustra un diagrama de bloques de un transceptor ejemplar de acuerdo con la presente exposición.

- 15 La figura 2 es un diagrama de un esquema de escalonamiento de tonos pilotos ejemplar, utilizado en estándares de OFDM particulares.

La figura 3 es un diagrama de una visualización de la combinación de tono pilotos del esquema de escalonamiento de tonos pilotos ejemplar de la figura 2.

- 20 La figura 4 ilustra un gráfico de una ganancia de canal en el tiempo en un sistema sin control automático de ganancia.

La figura 5 ilustra un gráfico de una ganancia de canal en el tiempo en un sistema que utiliza el control automático de ganancia.

La figura 6 un procedimiento para la determinación de los coeficientes de combinación ajustados para tomar en cuenta el tiempo de control automático de ganancia en un dispositivo inalámbrico.

- 25 La figura 7 ilustra un aparato para la determinación de los coeficientes de combinación ajustados que estiman el tiempo de control automático de ganancia en un dispositivo inalámbrico.

La figura 8 ilustra un gráfico ejemplar de una simulación que muestra características de rendimiento mejoradas de un sistema que toma en cuenta el control automático de ganancia con respecto a un sistema que no toma en cuenta el control automático de ganancia.

- 30 **Descripción detallada**

La presente divulgación explica un aparato y procedimientos para ajustar los efectos del control automático de ganancia cuando se combinan los entrelazados pilotos en un filtro de entrelazados de un sistema de comunicación, tal como un sistema de OFDM. Los procedimientos y aparatos desvelados consiguen la inversión de los efectos de las discontinuidades introducidas por el control automático de ganancia (AGC) al combinar entrelazados pilotos. En consecuencia, la estimación de canal, y, por tanto, el rendimiento del transceptor, son mejorados.

- 35 La figura 1 ilustra un diagrama de bloques de un transceptor de OFDM ejemplar o porción de un transceptor de acuerdo con la presente divulgación. El sistema de la figura 1, en particular, puede emplear las técnicas desveladas para realizar ajustes de tiempo utilizando tonos pilotos, que se utilizan para la estimación de canal. El sistema 100, que puede ser un transceptor o uno o más procesadores, hardware, firmware, o una combinación de los mismos, recibe una señal de RF transmitida, como se muestra. Un bloque de proceso frontal 102 recibe la señal de RF y realiza diversas funciones de proceso, incluyendo la conversión de analógico a digital, conversión reductora, y la unidad de AGC (Control Automático de Ganancia) 103. La unidad de AGC 103 puede incluir, además, un control de amplificador de bajo ruido (LNA), un amplificador digital de ganancia variable (DVGA), o una combinación de ambos.

- 40 Después del procesamiento frontal 102 y del AGC 103, las señales resultantes se envía a un selector de muestras 104, que efectúa la ventana de tiempo real (por ejemplo, la ventana de tiempo FFT) para el muestreo de las subportadoras dentro de la señal. La salida del selector de muestras 104, que es una señal digital sincronizada, se introduce entonces a un rotador de frecuencias opcional, que funciona en conjunto con, y bajo el control de, un bloque de rastreo de frecuencia para provocar la rotación o el desplazamiento de la fase de la señal en frecuencia con el fin de hacer ajustes finos o correcciones en la frecuencia.

Las señales, ya sean del servidor de muestras 104 o del rotador de frecuencias 106, si se utiliza, se envían a la Transformada de Fourier rápida (FFT) 110, que realiza una transformada de Fourier discreta de la señal. Más en particular, la FFT 110 extrae las portadoras de datos de las portadoras pilotos. Los datos se envían a un demodulador 112 para la demodulación de los datos, y a un decodificador 114 posterior para la decodificación de los datos de acuerdo con cualquier esquema de codificación adecuado utilizado. La salida del decodificador es un tren de bits para su uso por otros procesadores, software o firmware dentro de un dispositivo transceptor.

Los tonos pilotos extraídos por la FFT 110 se envían a una memoria tampón de pilotos 116, que almacena un número de entrelazados pilotos del uno o más símbolos de OFDM. De acuerdo con un ejemplo desvelado en la presente memoria descriptiva, la memoria tampón 116 puede estar configurada para alojar múltiples entrelazados en la memoria tampón para uso en la combinación de los entrelazados. Los entrelazados pilotos almacenados en la memoria tampón son entregados por la memoria tampón 116 a un bloque o unidad de estimación de canal 118, que estima los canales que utilizan los tonos pilotos entrelazados insertados por el transmisor (no mostrado) en los símbolos de la señal digital. Como se explicará adicionalmente, la estimación de canal proporciona una respuesta de impulso de canal (CIR) $\hat{h}_{k,n}$ para ser utilizada en el rastreo de tiempo y una respuesta de frecuencia de canal $\hat{H}_{k,n}$ para ser utilizada en la demodulación de los datos del canal por el demodulador 112. La respuesta de impulso de canal (CIR) $\hat{h}_{k,n}$, en particular, se entrega a un bloque de rastreo de tiempo 120, que efectúa un algoritmo o un procedimiento de rastreo de tiempo para determinar una decisión de tiempo para la ventana de FFT que es utilizada por el servidor de muestras 104. El sistema 100 también incluye un procesador 121, tal como, por ejemplo, un procesador de señal digital (DSP), en comunicación con la unidad de estimación de canal 118 y puede ser utilizado para implementar diversas operaciones de procesamiento, tales como las que se discutirá más adelante en relación con el procedimiento de la figura 6.

Como se ha mencionado más arriba, en un transceptor utilizado en un sistema de OFDM, una unidad o bloque de estimación de canal (por ejemplo, 118) es utilizado para obtener una estimación $\hat{H}_{k,n}$ de la función de transferencia de canal del canal en cada portadora k y el momento n del símbolo de OFDM para la demodulación de los símbolos de datos y una estimación $\hat{h}_{k,n}$ de la respuesta de impulso del canal correspondiente (CIR) para su uso en el rastreo de tiempos. En ambos sistemas DVB-T / H e ISDB-T, en particular, los tonos pilotos son transmitidos de acuerdo con un esquema de escalonamiento de entrelazados predeterminado 200 como se ilustra en la figura 2, que ilustra el esquema de las pocas primeras portadoras k y momentos de símbolos n . Como se puede observar en la figura 2, en un momento de símbolo dado n , los tonos pilotos p se insertan en cada 12ª portadora hasta un total de hasta $N_K/12$ tonos pilotos por símbolo n de OFDM (por ejemplo, en el momento de símbolo 0 en la figura 3 puede haber un número $N_K/12$ de tonos pilotos en los que la portadora 0 se utiliza para un tono piloto, pero $N_K/12 - 1$ para símbolos que tienen los pilotos escalonados, tal como un momento de símbolo de OFDM 1, 2 y 3 en la figura 2), en el que N_K es el número total de portadoras. Para los símbolos siguientes, la inserción de tonos pilotos se compensa con $3 \times (n \bmod 4)$ tonos, basado desde el tiempo 0 ($n = 0$). Como consecuencia, en el símbolo 1, el tono piloto primero es insertado en la portadora 3, en el símbolo 2 el tono primero es insertado en la portadora 6, y así sucesivamente. Como se ilustra adicionalmente, los tonos pilotos $p_{l,m}$ se insertan cada l -ésima portadora para un entrelazado respectivo m , en el que l es igual a 12 en este ejemplo, y $m = \bmod 4$ (es decir, $0 \leq m \leq 3$), en el que mod significa una operación de módulo. De esta manera, después de cuatro símbolos de OFDM (por ejemplo, los tiempos de símbolo de OFDM 0 - 3), el patrón se repite. Por ejemplo, la figura 2 ilustra el primer piloto (es decir, $l = 0$), el patrón entrelazado es escalonado para $m = 0$ a 3, como se puede ver por los cuatro pilotos $p_{0,0}$, $p_{0,1}$, $p_{0,2}$, y $p_{0,3}$ insertados en los símbolos 0, 1, 2 y 3, respectivamente.

Como un ejemplo, los algoritmos de estimación de canal conocidos en sistemas que utilizan el entrelazado que se ilustra en la figura 2, típicamente combinan entrelazados pilotos desde siete (7) símbolos de OFDM consecutivos, que se almacenan en una memoria tampón de entrelazados pilotos (no mostrada), en una forma pareada para encontrar una estimación de canal para un momento n . En particular, cada par de tonos pilotos se corresponde con el mismo piloto (es decir, el piloto l -ésimo) en las diferentes instancias de tiempos de símbolos de OFDM y se combinan para estimar el canal correspondiente al tiempo de datos. Como un ejemplo de este tipo de combinación, la figura 3 ilustra un diagrama 300 del entrelazado ejemplar de los símbolos pilotos p que se muestran en la figura 2 con una representación visual adicional de la combinación de tonos pilotos. Como se ilustra, un primer piloto $p_{l,m}$ para $l = 0$, por ejemplo, se combina a tiempo para cada una de las portadoras (es decir, interpolados a tiempo). Como se puede observar en la figura 3, un par 302, 304 de pilotos ($p_{0,1}$) en la portadora 3 (es decir, un desplazamiento de tres portadoras ($3 \times n \bmod 4$), por lo tanto es parte del mismo entrelazado $m + 1$) y tiempos $n + 1$ y $n - 3$, respectivamente, se combinan en el momento del símbolo n (siendo $n = 0$ en este ejemplo), como se indica con flechas verticales. Además, un tono piloto interpolado 306 puede ser entonces interpolado en frecuencia con otros tonos pilotos interpolados 308 o un tono piloto existente en el tiempo n del símbolo de OFDM 310, como se ilustra por las flechas horizontales en la figura 3.

La combinación de tonos pilotos puede ser efectuada utilizando cualesquiera técnicas conocidas incluyendo las técnicas de interpolación. Se hace notar, además, que los entrelazados se pueden combinar en el dominio de frecuencia o de tiempo, como se explicará en detalle a continuación. Desde un punto de vista teórico, ambas estrategias de combinación (dominio de frecuencia o de tiempo) producen exactamente el mismo rendimiento. Se hace notar, sin embargo, que combinando en tiempo puede presentar menos tensión en un canal de IFFT en una implementación de punto fijo (puesto que es más corta).

Al utilizar el esquema de dispersión de pilotos que se ilustra en las figuras 2 y 3, todas las posiciones disponibles de tonos pilotos dispersos se utilizan para la combinación de tonos pilotos. Como resultado, la respuesta de impulso del canal (CIR) cubre 1/3 del momento de símbolo de OFDM útil (4/3 de la guardia máxima).

- 5 Una primera estrategia para combinar tonos pilotos de los entrelazados es la combinación en el dominio de la frecuencia, como se ha mencionado más arriba, utilizando un filtro. La combinación de los tonos pilotos en el dominio de la frecuencia puede ser expresada matemáticamente, como se muestra en la ecuación (1) más abajo, que proporciona la estimación $\bar{H}_{k,n}$ del tono piloto

$$\bar{H}_{k,n} = \sum_{l=-\lceil N_c/4 \rceil}^{\lceil N_{nc}/4 \rceil} m_{l, [n-k]_4} P_{\lfloor k/4 \rfloor, \lfloor n - ([n-k]_4 - l \cdot 4) \rfloor_4}, \quad 0 \leq k < N_P, \quad (1)$$

- 10 En la ecuación (1) anterior, N_P es la longitud de la estimación final del canal en el dominio del tiempo, $m_{l, [n-k]_4}$ son los coeficientes de filtro del filtro, y N_c y N_{nc} son las longitudes de filtro causal y no causal, respectivamente. Se hace notar que la notación $[\]_4$ es una notación abreviada, en la que el subíndice 4 es un recordatorio de la operación de módulo xmod4. Por simplicidad sólo se permite el filtrado de tonos pilotos correspondientes al mismo entrelazado que la salida del filtro. En otras palabras, el filtro funciona verticalmente, como se indica en la figura 3 para el ejemplo que se desvela actualmente en el que $N_c = N_{nc} = 3$. De acuerdo con este ejemplo, los coeficientes de filtro $m_{l, [n-k]_4}$ son elegidos para llevar a cabo una interpolación lineal entre dos tonos pilotos, y se muestran en la Tabla 1 a continuación. Como se puede observar en la tabla, los coeficientes del filtro ponderan con eficacia el peso del efecto de estos tonos más cercanos a la portadora 0 (por ejemplo, $k = 1$), que en este ejemplo, dan más peso que los tonos (por ejemplo, $k = 3$) más alejados en frecuencia.

Tabla 1 - Coeficientes de filtro m para interpolación lineal

k	0	1	2	3
$m_{0,k} =$	1	0,75	0,5	0,25
$m_{1,k} =$	0	0,25	0,5	0,75

- 20 Se hace notar que un filtro más general podría incorporar tonos pilotos de otros entrelazados (es decir, también trabaja en diagonal), con un incremento correspondiente de la complejidad. Después de que se realice el filtrado de la IFFT del $\bar{H}_{k,n}$ unas derivaciones por debajo de un cierto umbral se establecen en cero, y después de rellenar con ceros con $2N_P$ ceros (para interpolar en frecuencia) se toma una FFT para llegar a la estimación $\hat{H}_{k,n}$ del canal final en la que N_P es la longitud de la estimación final del canal en el dominio del tiempo.

- 25 Aunque la combinación de los entrelazados en el dominio de la frecuencia, como se ha explicado más arriba, es muy sencilla, otra estrategia es combinar los entrelazados en el dominio del tiempo, como se contempla en la solicitud de patente U.S. número 11/373.764, para un sistema de sólo enlace directo (FLO). En un ejemplo actual, la misma combinación de dominio del tiempo se puede hacer para los sistemas de OFDM de DVB-T / H y de ISDB-T, por ejemplo. Sin embargo, debido a los cuatro (4) entrelazados en los sistemas de DVB-T / H y de ISDB-T (véase, por ejemplo, las figuras 1 y 2), la mecánica es ligeramente diferente que en un sistema de FLO, en el que sólo dos (2) entrelazados son utilizados para obtener las derivaciones de canal "real" y "exceso". En el presente ejemplo, 4 entrelazados diferentes, tales como los que se utilizan en los sistemas de DVB-T / H y de ISDB-T, se utilizan para obtener cuatro segmentos de la respuesta completa de impulso de canal (CIR).

- 35 En primer lugar, se toma una IFFT de los tonos pilotos de cada entrelazado. Más específicamente, se efectúa el relleno con ceros de los $\frac{N_k}{12}$ (o de los $\frac{N_k}{12} + 1$ para el entrelazado 0) tonos pilotos $P_{l,m}$ a N_{IL} , en el que N_K representa el número de portadoras, y N_{IL} representa la longitud de los entrelazados en frecuencia después del relleno con ceros (es decir, extendiendo una señal (o espectro) con ceros para extender los límites de tiempo (o de banda de frecuencia)). En los sistemas de DVB-H, por ejemplo, el número de portadoras N_K es 1705, 3409, o 6817, dependiendo del modo de operación. En los sistemas ISDB-T, como ejemplo adicional, típicamente tienen 108, 216, o 432 portadoras N_K dependiendo del modo de operación. En los sistemas DVB-H, por ejemplo, la longitud de los entrelazados N_{IL} es de 256 o 512 o 1024, dependiendo del modo de operación. Los sistemas de ISDB-T, como otro ejemplo, tendrían una longitud de entrelazado de 16 o 32 o 64 dependiendo del modo de operación. Después del relleno de

ceros de los $\frac{N_k}{12}$ tonos, se toma una IFFT para obtener una estimación de dominio del tiempo de $\bar{h}_{k,n}$ del canal por entrelazado, que está gobernada por la siguiente ecuación (2):

$$\bar{h}_{k,n} = \frac{1}{N_{IL}} \sum_{l=0}^L P_{l[n]} e^{j \frac{2\pi}{N_{IL}} l k}, \quad L = \frac{N_k}{12} \text{ para } m=0, \quad L = \frac{N_k}{12} - 1 \text{ para } m \neq 0 \quad (2)$$

En preparación para combinar las estimaciones de canal de entrelazado en el dominio del tiempo que tiene una longitud N_{IL} con una estimación de canal con una longitud N_P (en el que $N_P = 4 N_{IL}$), las fases de $\bar{h}_{k,n}$ tienen que ser ajustadas. Como consecuencia, la estimación de canal se ajusta de acuerdo con la siguiente ecuación (3):

$$b_{k,n} = e^{j \frac{2\pi}{N_P} [n]_4 k} \tilde{h}_{k,n}, \quad 0 \leq k \leq N_{IL} - 1. \quad (3)$$

en la que $b_{k,n}$ son denominadas memorias intermedias de entrelazado. Debido a que cada estimación de canal de entrelazado se debe utilizar cuatro (4) veces para el cálculo de las estimaciones de canal en tiempos de símbolo de OFDM, consecutivos, los $b_{k,n}$ se almacenan, lo que requiere por lo menos 7 espacios de almacenamiento complejo N_{IL} para el ejemplo desvelado actualmente.

Los almacenamientos intermedios de entrelazado se pueden combinar para formar una estimación de canal de dominio del tiempo $\bar{h}_{k,n}$ que tiene una longitud de $N_P = 4 N_{IL}$. La estimación de canal $\bar{h}_{k,n}$ se puede dividir entonces en cuatro segmentos, como se ilustra en la figura 4. Cada uno de los cuatro segmentos u tiene una longitud de N_{IL} , en el que cada uno de los segmentos u se puede obtener de las memorias tampón como se demuestra en la siguiente relación:

$$\bar{h}_{k+uN_{IL},n} = \frac{1}{4} \sum_{l=-N_c}^{N_c} m_{l[n/4]-l} e^{j \frac{\pi}{2} [n/4]_4 u} b_{k,n+l}, \quad 0 \leq k \leq N_{IL} - 1, \quad 0 \leq u \leq 3 \quad (4)$$

Para los mismos coeficientes de filtro $m_{l,k}$ las derivaciones del canal de dominio del tiempo obtenidos aquí son simplemente la IFFT de los tonos pilotos combinado de la ecuación (1) anterior. La combinación en el dominio del tiempo simplemente puede ser vista como una manera de implementar un algoritmo rápido para la transformada de Fourier discreta (DFT) de los tonos pilotos combinados en frecuencia. Más en particular, la equivalencia se deriva como sigue para el caso en el que se utilicen exactamente cuatro entrelazados consecutivos y todos los cuatro (4) coeficientes $m_{l,k}$ del filtro son uno (un caso más general con el filtrado se considerará más adelante). Entonces, cada entrelazado de tiempo $\bar{h}_{k,n}$ puede ser visto como obtenido de un canal de dominio de la frecuencia $\bar{H}_{k,n}$ por muestreo reductor y avance (en frecuencia). Puesto que el muestreo reductor en frecuencia corresponde a una distorsión en el tiempo y un desplazamiento en la frecuencia a un desplazamiento de fase en el tiempo, un experto en la técnica apreciará que gobierna la siguiente relación en la ecuación (5) dada a continuación.

$$\tilde{h}_{k,n} = \sum_{l=0}^3 e^{-j \frac{2\pi}{N_P} [n]_4 (k+lN_{IL})} \bar{h}_{k+lN_{IL},n}. \quad (5)$$

Con la finalidad de la derivación actual de la combinación de los entrelazados en el dominio del tiempo, se supone que el canal es constante. De esta manera, para obtener el $\bar{h}_{k+uN_{IL},n}$ de los entrelazados $\bar{h}_{k,n}$ los coeficientes α_{kmu} , se pueden encontrar de acuerdo con la ecuación (6) de la siguiente manera:

$$\sum_{m=0}^3 \alpha_{kmu} \tilde{h}_{k,n-m} = \bar{h}_{k+uN_{IL},n}. \quad (6)$$

que se puede lograr si:

$$\sum_{m=0}^3 \alpha_{kmu} e^{-j \frac{2\pi}{N_P} m (k+lN_{IL})} = \delta(l-u) \quad \forall 0 \leq k \leq N_{IL} - 1, \quad (7)$$

que asegura que en la combinación lineal de la ecuación (6) los coeficientes delante de $\bar{h}_{k+uN_{LL}n}$, suman la unidad y para todas las otras distorsiones, la suma de los coeficientes es cero.

Como un experto en la técnica reconocerá, la solución para α_{kmu} es, pues,

$$\alpha_{kmu} = \frac{1}{4} e^{j\frac{2\pi}{N_p}mk} e^{j\frac{2\pi}{N_p}muN_{LL}}. \quad (8)$$

- 5 Reconociendo además que la relación $\frac{N_{LL}}{N_p} = \frac{1}{4}$, la distorsión y los coeficientes de combinación de la memoria tampón de entrelazado se pueden extraer de esta solución.

10 El filtrado adicional introducido con los coeficientes $m_{l,k}$ se puede ver para que funcione solamente con un entrelazado dado, de manera que sea equivalente en los dominios del tiempo y de la frecuencia (es decir, las operaciones lineales son intercambiables). Si los entrelazados filtrados se combinan entonces en el dominio de la frecuencia o del tiempo, son los mismos de acuerdo con las metodologías actualmente descritas. En consecuencia, la ecuación (4) anterior se puede reescribir como la siguiente ecuación (9):

$$\bar{h}_{k+uN_{LL}n} = \frac{1}{4} \sum_{r=0}^3 e^{j\frac{\pi}{2}[n-r]_4u} e^{j\frac{2\pi}{N_p}[n-r]_4k} \sum_{l=-\lceil N_c/4 \rceil}^{\lceil N_c/4 \rceil} m_{l,r} \tilde{h}_{k,n-(r-l,4)}, \quad (9)$$

en la que la suma interior corresponde al filtrado de entrelazado y la suma exterior corresponde al desnivelado de fase y entrelazado que se combinan en el dominio del tiempo.

- 15 Como se ha explicado más arriba, los coeficientes de combinación ($m_{l,k}$ en esta presentación) para combinar los entrelazados pilotos son constantes, tal como se puede ver en la Tabla 1 anterior, en la que los coeficientes son interpolados linealmente en el tiempo. Sin embargo, los coeficientes $m_{l,k}$ pueden ser elegidos de acuerdo con diferentes criterios / metodologías. Por ejemplo, los coeficientes pueden ser escogidos para minimizar el error cuadrático medio mínimo (MMSE) entre el canal actual y la estimación de canal. Se hace notar que el diseño de los coeficientes de combinación del filtro de entrelazado de acuerdo con el criterio del MMSE explota las correlaciones de tiempo del proceso de desvanecimiento (que son los mismos en los dominios de la frecuencia y del tiempo).
- 20

Una derivación ejemplar para un estimador de entrelazados de MMSE es como sigue. Los tonos pilotos observados $Z_{k,n}$ se supone que son:

$$\begin{aligned} Z_{k,n-3} &= H_{k,n-3} + \eta_{k,n-3}, \\ Z_{k,n+1} &= H_{k,n+1} + \eta_{k,n+1}, \end{aligned} \quad (10)$$

- 25 en los que $H_{k,n}$ es el coeficiente de canal complejo de la portadora k en el momento n y $\eta_{k,n}$ es el aditivo complejo del ruido blanco Gaussiano (AWGN). Para simplificar, se hace notar que el ensanchamiento de la secuencia binaria pseudoaleatoria (PRBS) se ignora en esta explicación. Las observaciones se combinan entonces para formar la siguiente estimación:

$$\hat{H}_{k,n} = \begin{bmatrix} m_{0,3}^* & m_{1,3}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{k,n-3} \\ Z_{k,n+1} \end{bmatrix} = \mathbf{m}^* \mathbf{Z}_k. \quad (11)$$

- 30 Se hace notar que esto se puede extender fácilmente a más tonos pilotos y otras compensaciones temporales. Para efectos de este ejemplo, sin embargo, se supone el conocimiento perfecto de las estadísticas de segundo orden del proceso de $H_{k,n}$. Como consecuencia,

$$r_{HH}(l) = \frac{E[H_{k,n} H_{k,n+l}^*]}{C/N_0} \quad (12)$$

- 35 en la que $r_{HH}(l)$ es la auto-correlación normalizada del proceso de desvanecimiento en la compensación temporal de l , E indica el valor esperado, y C/N_0 es la relación de portadora a ruido.

Aplicando el principio de ortogonalidad, como se ilustra en la ecuación (13) de la siguiente manera:

$$E\left[\left(H_{k,n} - \hat{H}_{k,n}\right)Z_k^\dagger\right] = \mathbf{0} \quad (13)$$

Esto proporciona la siguiente ecuación (14) para encontrar los coeficientes m .

$$\mathbf{m}^\dagger = \begin{bmatrix} r_{HH}(-3) & r_{HH}(1) \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} 1 & r_{HH}(4) \\ r_{HH}(-4) & 1 \end{bmatrix} + \frac{N_0}{C} \mathbf{I} \right)^{-1} \quad (14)$$

en la que $\mathbf{I}$ es la matriz de identidad 2×2 .

5 Cuando se combinan entrelazados, ya sea en los dominios de la frecuencia o del tiempo, algunos ajustes de tiempo son necesarios debido al desplazamiento de fase entre los tonos pilotos en un símbolo de OFDM n actual y los entrelazados anteriores. Los algoritmos de rastreo fino de tiempos conocidos, por ejemplo, retardan o avanzan la posición de la ventana de FFT en un se rvidor de muestras (que se explicará más adelante). Estos ajustes de tiempo corresponden a desplazamientos de fase en el dominio de la frecuencia y por lo tanto afectar a la estimación del canal: Los tonos pilotos en el momento n tienen un desplazamiento de fase en c omparación con los entrelazados anteriores y, por lo tanto, la estimación del canal debe ser configurada para corregir este desplazamiento de fase para combinar con las memorias tampón de entrelazados. El avance o retardo de la ventana de FFT puede ser también referido como un avance o retardo de la derivación de muestras del símbolo de OFDM.

15 Con independencia de que metodología utilizada para determinar los coeficientes de la combinación sea elegida, en los sistemas de OFDM el AGC (Control Automático de Ganancia) puede limitar el rendimiento de la combinación de entrelazados. Como un ejemplo visual, la figura 4 muestra un gráfico de la ganancia del canal sin control automático de ganancia (AGC). Sin AGC, el gráfico de la ganancia del canal cambia suavemente. Cuando se utiliza el AGC en un receptor, tal como el AGC 103, la ganancia del receptor se ajusta de tal manera que las muestras dentro de un símbolo (o más precisamente dentro de la ventana de la FFT) tiene una potencia más o menos constante. Este ajuste de la ganancia, que puede incluir etapas analógicas (tales como un Amplificador de Bajo Ruido, LNA) y / o etapas digitales (tales como un Amplificador de Ganancia Variable Digital, DVGA) permite que el receptor opere con menos bits en los bloques después del ajuste, ya que el rango dinámico de la señal se reduce

25 Como se puede ver en la figura 5, el canal que cambia suavemente de la figura 4 es "troceado" en piezas con discontinuidades por el AGC. Además, este efecto del AGC en la estimación de canal es más pronunciado cuantos más entrelazados se combinan: Se reconoce, sin embargo, que el rendimiento del receptor cuando se combinan los entrelazados mejora si las discontinuidades introducidas por el AGC se "invierten" o se niegan. Esto puede ser efectuado de la manera más eficiente cambiando los coeficientes de combinación $m_{l,k}$ para revertir los efectos del AGC. En términos matemáticos, las observaciones piloto en cualquier receptor pueden ser representadas por la siguiente ecuación:

$$P_{k,n} = g(n)Z_{k,n}, \quad (15)$$

30 en la $g(n)$ es la ganancia de AGC (por ejemplo, los LNA / DVGA combinados) en un momento n y $Z_{k,n}$ representa una observación piloto teórica, sin AGC. El valor $Z_{k,n}$ puede ser definido adicionalmente de la siguiente manera:

$$Z_{k,n} = H_{k,n} + \eta_{k,n}, \quad (16)$$

35 en la que $H_{k,n}$ es el coeficiente de canal complejo actual de una portadora k en un momento n , y $\eta_{k,n}$ es el aditivo complejo de ruido blanco Gaussiano (AWGN). Por lo tanto, un filtro de combinación de entrelazados en el bloque de estimación de canal opera en las observaciones ajustadas de AGC de acuerdo con la ecuación (17) que sigue, con el fin de normalizar la ganancia de AGC.

$$P_{k,m} \frac{g(n)}{g(m)} \quad (17)$$

40 Como se puede apreciar en esta ecuación, esta normalización es efectuada multiplicando el tono piloto de un entrelazado m -ésimo por la relación de la ganancia de AGC, $g(n)$, de un símbolo de tiempo n de una ganancia de AGC $g(m)$ de un entrelazado m . A los efectos de la presente descripción, la relación de $g(n)$ a $g(m)$ se denomina como ganancia de n ormalización, que sirve para normalizar la ganancia de A GC en un m omento predeterminado n . Se hace notar que para la relación anterior (17), en un ejemplo, el valor de m puede ser limitado de acuerdo con la condición $(n - 3) \leq m \leq (n + 3)$ en el caso de un esquema de combinación de 7 entrelazados para los sistemas de DVB o de ISDB. Esto puede ser menor para los sistemas de FLO u otros sistemas que tengan esquemas de combinación de entrelazados de menos de 7 entrelazados.

Se hace notar que el ajuste de AGC se puede realizar en los dominios de tiempo o de la frecuencia con la ventaja de rendimientos exactamente iguales. El ajuste puede ser incorporado de esta manera al filtro de entrelazado por la definición de un coeficiente de combinación ajustado $\bar{m}_{l,k}$ de acuerdo con la siguiente relación (18).

$$\bar{m}_{l,k} = m_{l,k} \frac{g(n)}{g(n - (k - l \cdot 4))}. \quad (18)$$

- 5 En la ecuación (18), el coeficiente de combinación $m_{l,k}$ es multiplicado por la ganancia de AGC normalizada, que se pueden derivar de la ecuación (17). Se hace notar que para la ecuación (18), se supone un sistema que utiliza 4 entrelazados, tal como el sistema que ha sido ilustrado en la figura 2. Por lo tanto, el valor de m puede ser representado por $(n - (k - l \cdot 4))$ en un esquema de cuatro entrelazados. Un experto en la técnica apreciará que la ecuación (18) puede ser modificada para tomar en cuenta otros sistemas, tales como el sistema de 2 entrelazados utilizado en los sistemas de FLO. Este coeficiente ajustado puede entonces ser sustituido en la ecuación (1), por ejemplo, para
- 10 determinar una estimación de canal $\bar{H}_{k,n}$. Sin embargo, la ganancia de AGC típicamente no se almacena de forma lineal, sino en el dominio logarítmico con precisión de b bits, es decir, $l(n) = \text{rnd}(2^b \log_2(g(n)))$. Por lo tanto la ecuación (18) se convierte en:

$$\bar{m}_{l,k} = 2^{(l(n) - l(n - (k - l \cdot 4))) / 2^b} m_{l,k}. \quad (19)$$

- 15 La parte entera de $(l(n) - l(n - (k - l \cdot 4))) / 2^b$ en la ecuación (19) corresponde a un desplazamiento simple. Por lo tanto, la potencia de 2 de la parte no entera se puede aproximar con un polinomio de grado 2. Un experto en la técnica apreciará que la ecuación (19) puede ser implementada eficientemente en un procesador de señal digital (DSP). Puesto que el resultado podría superar el ancho de bit de la máquina de FFT, el resultado debe ser saturado al ancho de bit de la máquina de FFT.
- 20 La figura 6 ilustra un diagrama de flujo de un procedimiento para determinar los coeficientes de combinación en un sistema de múltiples portadoras de OFDM, en el que los coeficientes están normalizados para tomar en cuenta los efectos del AGC. Como se muestra, el procedimiento 600 comienza en un bloque de inicio 602. El flujo procede entonces al bloque 604, en el que se determina una ganancia de normalización de un control automático de ganancia aplicado. La ganancia de normalización es normalizada a un momento predefinido, tal como un momento de símbolo n . El procedimiento del bloque 604 efectúa encontrar la relación $g(n) / g(m)$ que se ha explicado más arriba en relación con las ecuaciones (17), (18) y (19). Después de determinar la ganancia de normalización en el bloque 604, el flujo procede al bloque 606 en el que se determinan dos o más coeficientes de combinación de un filtro de entrelazado. Los coeficientes se pueden determinar por cualquiera de un número de criterios predeterminados conocidos, tales como, por ejemplo, por medio de interpolación lineal o MMSE como se ha explicado más arriba. Se hace
- 25 notar que el bloque 606, aunque se muestran secuencialmente después del bloque 604, la operación del bloque 606 se puede producir, alternativamente, antes de la operación del bloque 604 o concurrentemente con la operación del bloque 604. Además, se hace notar que un procesador 121, tal como, por ejemplo, un procesador de señal digital (DSP), el bloque de estimación de canal 118, una combinación de éstos, o cualquier otro medio adecuado, puede afectar el funcionamiento de los bloques 604 y 606, por ejemplo.
- 30 Después de que las operaciones de los bloques 604 y 606 se hayan completado, el flujo procede al bloque 608, en el que los coeficientes de combinación (por ejemplo, $m_{l,k}$) son modificados en función de la ganancia de normalización determinada. Esta operación se ha descrito más arriba en relación con las ecuaciones (18) y (19), en las que un coeficiente $m_{l,k}$ modificado o ajustado es calculado. Se hace notar que un procesador de señal digital (DSP), tal como el DSP 121, el bloque de estimación de canal 118, una combinación de éstos, o cualquier otro medio adecuado, pueden afectar la funcionalidad del bloque 608. Después de que los coeficientes de combinación ajustados o modificados se hayan determinado, el proceso 600 termina en el bloque 610. Los coeficientes de combinación son utilizados por el filtro de entrelazado (por ejemplo, 118) para determinar una estimación de canal, como se ha explicado más arriba y también en la aplicación relacionada titulado "AJUSTES DE TIEMPO PARA LA ESTIMACIÓN DE CANAL EN UN SISTEMA DE MÚLTIPLES PORTADORAS" que tiene el Expediente de Agente número 061615U1,
- 35 presentado simultáneamente con la presente. Se hace notar que el proceso 600 se repite continuamente durante la recepción y el procesamiento de las señales (por ejemplo, estimación de canal) en un transceptor.

Aunque, con propósitos de simplicidad de la explicación, la metodología se muestra y describe como una serie o número de actos, se debe entender que los procesos descritos en la presente memoria descriptiva no están limitados por el orden de los actos, puesto que algunos actos pueden ocurrir con diferentes órdenes y / o conjuntamente con otros actos que los que se muestran y se describen en la presente memoria descriptiva. Por ejemplo, los expertos en la técnica apreciarán que una metodología podría representar alternativamente una serie de estados o eventos interrelacionados tales como, por ejemplo, en un diagrama de estado. Por otra parte, no todos los actos ilustrados pueden ser requeridos para implementar una metodología de acuerdo con las metodologías del objeto que se desvelan en la presente memoria descriptiva.

La figura 7 ilustra un aparato 700 para determinar los coeficientes de combinación para la estimación de canal en un dispositivo inalámbrico. El aparato 700 recibe una información de ganancia del control automático de ganancia (AGC) en una entrada 702, que entrega la señal a un módulo 704 para determinar una ganancia de normalización de un control automático de ganancia aplicado normalizado en un momento predefinido. Como ejemplo, la entrada 702 puede recibir la información de ganancia AGC del AGC, tal como el AGC 103 a través de un enlace de comunicación 122, como se ilustra en la figura 1. Además, el módulo 704 puede ser implementado por estimación de canal y el filtro de entrelazados 118, DSP 121, una combinación de éstos o cualquier otro medio de proceso adecuado

El aparato 700 incluye también un módulo 706 para determinar dos o más coeficientes de combinación de un filtro de entrelazados basado en un criterio predeterminado. El módulo 706 puede ser implementado por el bloque de estimación de canal 118 en la figura 1, un DSP (121), una combinación de ambos, como ejemplos, o cualquier otro medio de procesamiento adecuado.

La ganancia de normalización determinada es emitida por el medio 704 y dos o más coeficientes de combinación son emitidos por el módulo 706. Ambas de estas salidas son introducidas en el módulo 708 para la modificación de los coeficientes de combinación sobre la base de la ganancia de normalización determinada. Como se ha explicado más arriba, el módulo 708 puede modificar o ajustar los coeficientes multiplicando la ganancia de normalización por los coeficientes de combinación para alcanzar los coeficientes de combinación ajustados. Se hace notar que el módulo 708 se puede utilizar para efectuar una de las ecuaciones (17) - (19) anteriores. Además, el módulo 708 puede ser implementado, por ejemplo, por el bloque de estimación de canal 118, DSP 121, o cualquier combinación de éstos.

Los coeficientes de combinación ajustados son emitidos por el módulo 708 para su uso por otro proceso en un transceptor para determinar una estimación de canal de la señal de OFDM recibida. En un ejemplo particular en relación con la determinación de la estimación de canal, la figura 7 ilustra un módulo 710 dentro de un aparato 700 para combinar dos o más entrelazados pilotos de símbolos recibidos en un transceptor utilizando los coeficientes de combinación ajustados. El módulo 710 puede ser implementado por la unidad de estimación de canal y el filtro de entrelazados 118, como se muestra en la figura 1, como ejemplo. También se hace notar aquí que el aparato 700 puede ser implementado dentro de un transceptor, tal como un transceptor de OFDM, y puede consistir en hardware, software, firmware, o cualquier combinación de éstos.

La figura 8 proporciona un ejemplo gráfico de resultados de simulación evidenciando una mejora de rendimiento obtenida por los ajustes de AGC que se han explicado en la presente memoria descriptiva. Esta figura ilustra la relación de portadora a ruido (C/N), que está especificada en dB, que se requiere para lograr una tasa de error de bit después de la decodificación de Viterbi (VBER) de 2×10^{-4} en un canal urbano típico con 6 trayectos (TU6) y frecuencia máxima Doppler variable, como ejemplo. Como se puede observar en la figura, el rendimiento del transceptor se ha mejorado para altas velocidades. En particular, un transceptor se hace operativo en un Doppler máximo de aproximadamente 100 Hz cuando se utilizan ajustes de AGC (véase, por ejemplo, el gráfico delimitado por cuadrados), mientras que sin los ajustes de AGC, el transceptor está limitado a 70 Hz (véase, por ejemplo, el gráfico delimitado por rombos).

En vista de lo que se ha expuesto más arriba, un experto en la técnica apreciará que el aparato y los procedimientos descritos efectúan un rendimiento de estimación de canal mejorado en la porción receptora de un transceptor. Esto se consigue, en particular, por medio de la inversión de las discontinuidades introducidas por el AGC mediante la determinación de una ganancia de normalización, que se normaliza a un momento de símbolo en particular. Esta ganancia de normalización, a su vez, se utiliza para ajustar los coeficientes de combinación utilizados en un filtro de entrelazados para determinar la estimación de canal.

Se debe entender que el orden específico o la jerarquía de etapas en los procesos que se han desvelado es un ejemplo de enfoques ejemplares. Sobre la base de las preferencias de diseño, se entiende que el orden específico o jerarquía de etapas en los procesos pueden ser reorganizados manteniéndose en el alcance de la presente descripción. Las reivindicaciones de procedimiento que se acompañan presentan elementos de las diferentes etapas en un orden de muestra, y no se pretenden limitar a la orden o jerarquía específicas presentadas.

Los expertos en la técnica apreciarán que la información y las señales pueden ser representadas utilizando cualquiera de una variedad de diferentes tecnologías y técnicas. Por ejemplo, los datos, instrucciones, órdenes, información, señales, bits, símbolos, y chips a los que se puede haber hecho referencia a lo largo de la descripción anterior, pueden ser representados por voltajes, corrientes, ondas electromagnéticas, campos o partículas magnéticos, campos o partículas ópticos, o cualquier combinación de los mismos.

Los expertos podrán apreciar adicionalmente que los distintos bloques lógicos ilustrativos, módulos, circuitos, y etapas de algoritmo descritos en relación con las realizaciones desveladas en este documento puede ser implementados como hardware electrónico, software informático, o combinaciones de ambos. Para ilustrar claramente esta intercambiabilidad de hardware y software, varios componentes ilustrativos, bloques, módulos, circuitos, y etapas se han descrito más arriba en general en términos de su funcionalidad. Que esta funcionalidad se implemente como hardware o software depende de la aplicación y limitaciones de diseño impuestas por el sistema general. Los expertos pueden implementar la funcionalidad descrita de diversas formas para cada aplicación particular, pero esas deci-

siones de implementación no deben ser interpretadas como causantes de una separación con respecto al alcance de la presente descripción.

Los distintos bloques lógicos ilustrativos, módulos y circuitos descritos en relación con las realizaciones desveladas en la presente memoria descriptiva pueden aplicarse o realizarse con un procesador de propósito general, un procesador de señal digital (DSP), un circuito integrado específico de aplicaciones (ASIC), un campo de matriz de puertas programables (FPGA) o cualquier otro dispositivo lógico programable, puerta discreta o lógica de transistor, componentes discretos de hardware, o cualquier combinación de éstos diseñada para realizar las funciones descritas en la presente memoria descriptiva. Un procesador de propósito general puede ser un microprocesador, pero en la alternativa, el procesador puede ser cualquier procesador convencional, controlador, microcontrolador, o máquina de estado. Un procesador también puede implementarse como una combinación de dispositivos informáticos, por ejemplo, una combinación de un DSP y un microprocesador, una pluralidad de microprocesadores, uno o más microprocesadores en conjunto con un núcleo de DSP, o cualquier otra configuración de este tipo.

Las etapas de un procedimiento o algoritmo descrito en relación con las realizaciones desveladas en la presente memoria descriptiva pueden ser incluidas directamente en el hardware, en un módulo de software ejecutado por un procesador, o en una combinación de los dos. Un módulo de software puede residir en la memoria RAM, en la memoria flash, en la memoria ROM, en la memoria EPROM, en la memoria EEPROM, en registros, en disco duro, en un disco extraíble, en un CD-ROM, o en cualquier otra forma de medio de almacenamiento conocido en la técnica. Un medio de almacenamiento ejemplar (por ejemplo, la memoria 124 en la Figura 1) está acoplado al procesador de manera que el procesador pueda leer la información, y escribir la información, en el medio de almacenamiento. En la alternativa, el medio de almacenamiento puede ser integral al procesador. El procesador y el medio de almacenamiento pueden residir en un ASIC. El ASIC puede residir en un terminal de usuario. En la alternativa, el procesador y el medio de almacenamiento pueden residir como componentes discretos en un terminal de usuario.

Los ejemplos descritos más arriba solamente son ejemplares y los expertos en la técnica, pueden hacer ahora numerosos uso y modificaciones de los ejemplos desvelados más arriba, sin separarse de los conceptos de la invención desvelados en la presente memoria descriptiva. Diversas modificaciones a estos ejemplos pueden ser evidentes para los expertos en la técnica y los principios genéricos definidos en la presente memoria descriptiva pueden aplicarse a otros ejemplos, por ejemplo, en un servicio de mensajería instantánea o cualesquiera otras aplicaciones de comunicación inalámbrica de datos en general, sin separarse del alcance de las reivindicaciones adjuntas. Por lo tanto, el alcance de la divulgación no pretende limitarse a los ejemplos que se muestran en la presente memoria descriptiva, sino que se acuerda el alcance más amplio consistente con los principios y las características noveles que se han descrito en la presente memoria descriptiva. La palabra "ejemplares" se utiliza exclusivamente aquí en el sentido de "servir como un ejemplo, caso, o ilustración". Cualquier ejemplo que se describe en la presente memoria descriptiva como "ejemplar" no necesariamente debe interpretarse como preferido o ventajoso con respecto a otros ejemplos. Como consecuencia, los aspectos novedosos descritos en la presente memoria descriptiva se deben definir únicamente por el alcance de las reivindicaciones que siguen.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para ajustar los efectos del control automático de ganancia cuando se combinan entrelazados pilotos utilizando un filtro de combinación de entrelazados de un sistema de comunicación, comprendiendo el procedimiento:
 - 5 determinar (604) una ganancia de normalización de un control automático de ganancia aplicado normalizado en un momento predefinido;

determinar (606) dos o más coeficientes del filtro de combinación de entrelazado sobre la base de un criterio predefinido; y

10 modificar (608) cada uno de los dos o más coeficientes sobre la base de la ganancia de normalización determinada para obtener los coeficientes ajustados.
 2. El procedimiento como se ha definido en la reivindicación 1, en el que modificar (608) los coeficientes incluye calcular el producto de la ganancia de normalización y al menos uno de los dos o más coeficientes.
 3. El procedimiento como se ha definido en la reivindicación 1, en el que el criterio predeterminado incluye al menos una de entre una interpolación lineal y una minimización del error cuadrático medio mínimo.
 - 15 4. El procedimiento como se ha definido en la reivindicación 1, que comprende, además:

combinar dos o más entrelazados pilotos de símbolos recibidos en un transceptor utilizando los coeficientes ajustados del filtro de combinación de entrelazados.
 5. El procedimiento como se ha definido en la reivindicación 4, que comprende además:

obtener una estimación de canal sobre la base de los entrelazados pilotos combinados.
 - 20 6. El procedimiento como se ha definido en la reivindicación 5, que comprende además:

demodular los datos contenidos en un símbolo utilizando la estimación de canal.
 7. El procedimiento como se ha definido en la reivindicación 4, en el que los símbolos son símbolos multiplexados por división de frecuencia ortogonal.
 8. El procedimiento como se ha definido en la reivindicación 4, en el que combinar los dos o más entrelazados pilotos se lleva a cabo en uno de entre el dominio de la frecuencia y el dominio del tiempo.
 - 25 9. Un aparato para ajustar los efectos del control automático de ganancia cuando se combinan entrelazados pilotos usando un filtro de combinación de entrelazados de un sistema de comunicación, que comprende:

un medio (704) para determinar una ganancia de normalización de un control automático de ganancia normalizado aplicado en un momento predefinido;

30 un medio (706) para determinar dos o más coeficientes del filtro de combinación de entrelazados sobre la base de un criterio predeterminado, y

un medio (708) para modificar cada uno de los dos o más coeficientes de combinación sobre la base de ganancia de normalización determinada para obtener los coeficientes ajustados.
 10. El aparato como se ha definido en la reivindicación 9, en el que el medio (708) para modificar los coeficientes incluye, además, un medio para calcular el producto de la ganancia de normalización y al menos uno de los dos o más coeficientes.
 - 35 11. El aparato como se ha definido en la reivindicación 9, en el que el criterio predeterminado utilizado por el medio para determinar dos o más coeficientes de un filtro de combinación de entrelazados incluye al menos una de entre la interpolación lineal y la minimización del error cuadrático medio mínimo.
 - 40 12. El aparato como se ha definido en la reivindicación 9, que comprende además:

un medio para combinar dos o más entrelazados pilotos de símbolos recibidos en un transceptor utilizando los coeficientes ajustados del filtro de combinación de entrelazados.
 13. El aparato como se ha definido en la reivindicación 12, que comprende además:

un medio para obtener una estimación de canal sobre la base de entrelazados pilotos combinados.

14. El aparato como se ha definido en la reivindicación 12, en el que el aparato está adaptado para demodular los datos contenidos en los símbolos utilizando la estimación de canal corregida.

5 15. Un producto de programa informático para ajustar los efectos del control automático de ganancia cuando se combinan entrelazados pilotos utilizando un filtro de combinación de entrelazados de un sistema de comunicación, que comprende:

un medio legible por ordenador que comprende:

un código para hacer que un ordenador determine una ganancia de normalización de un control automático de ganancia aplicado normalizado en un momento predefinido;

10 un código para hacer que el ordenador determine dos o más coeficientes del filtro de combinación de entrelazados sobre la base de un criterio predeterminado; y

un código para hacer que el ordenador modifique cada uno de los dos o más coeficientes sobre la base de la ganancia de normalización determinada para obtener los coeficientes de ajuste.

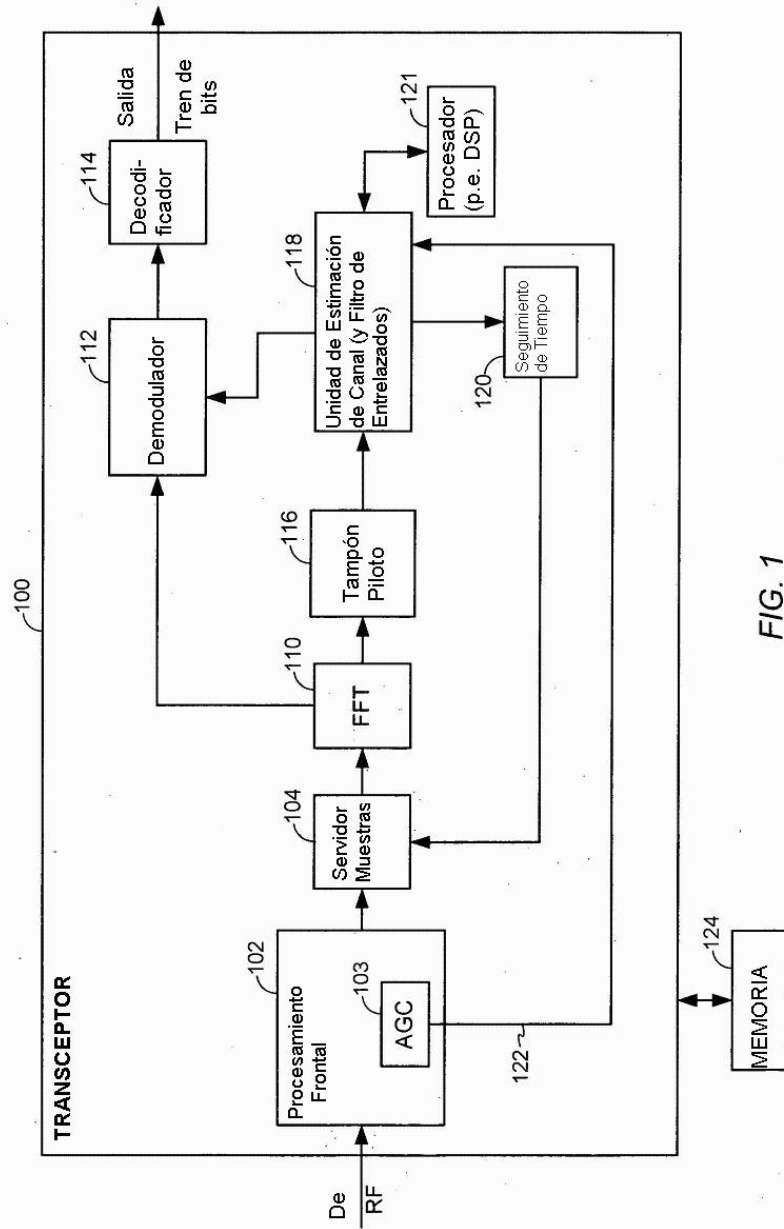


FIG. 1

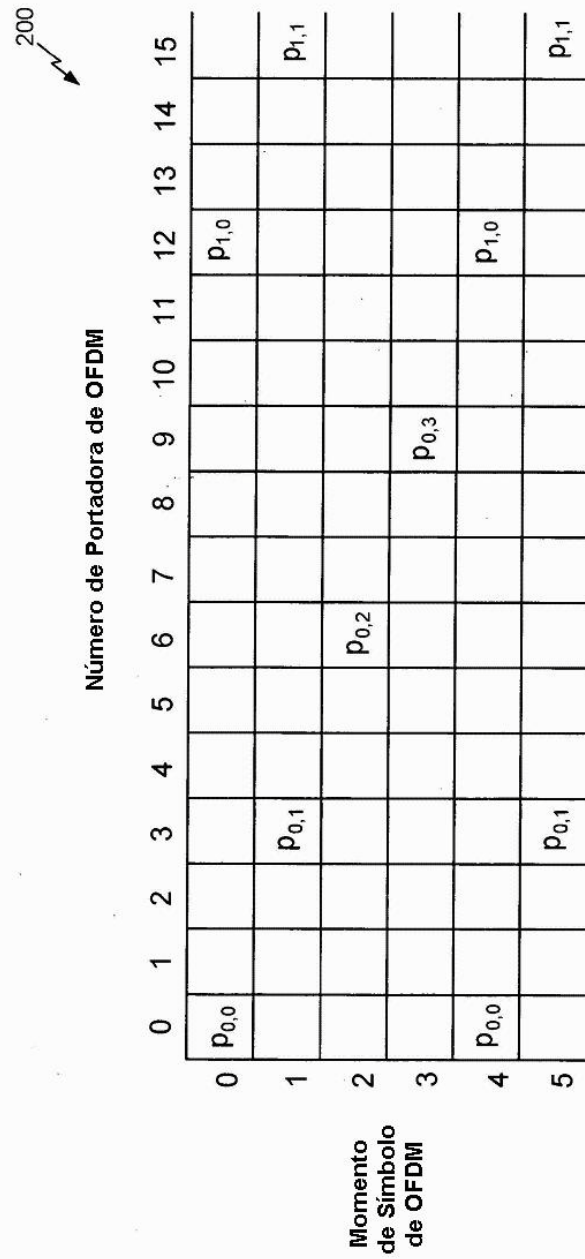
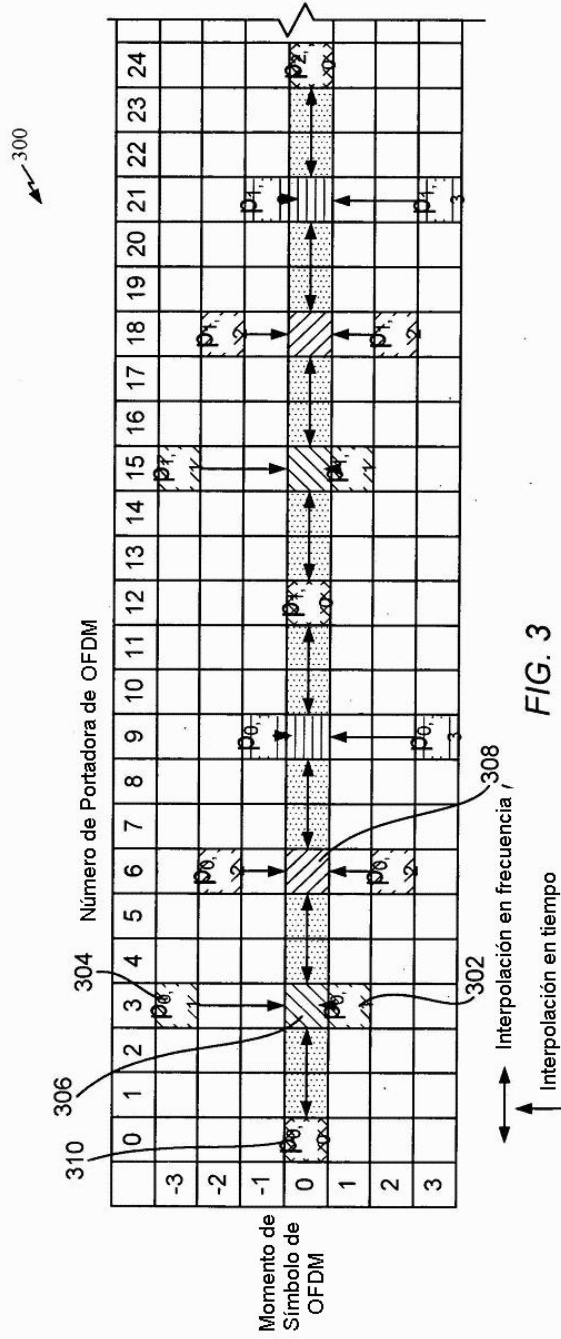


FIG. 2



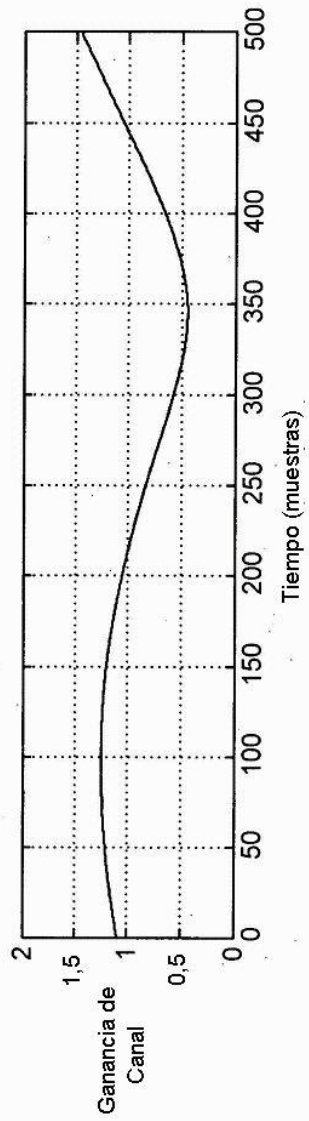


FIG. 4

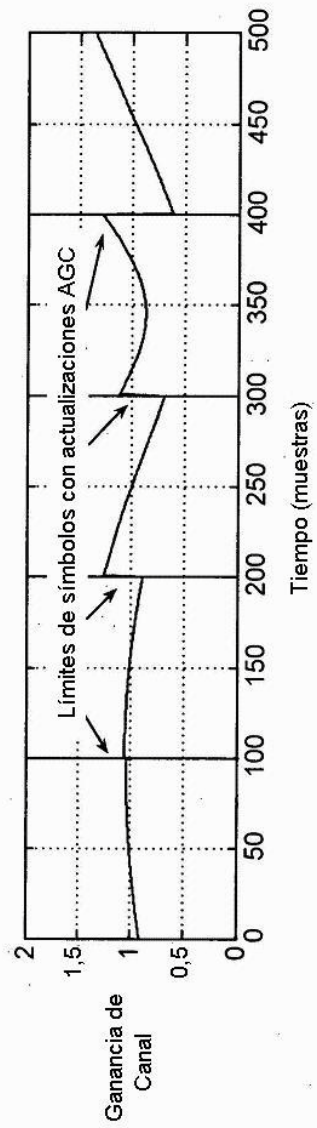


FIG. 5

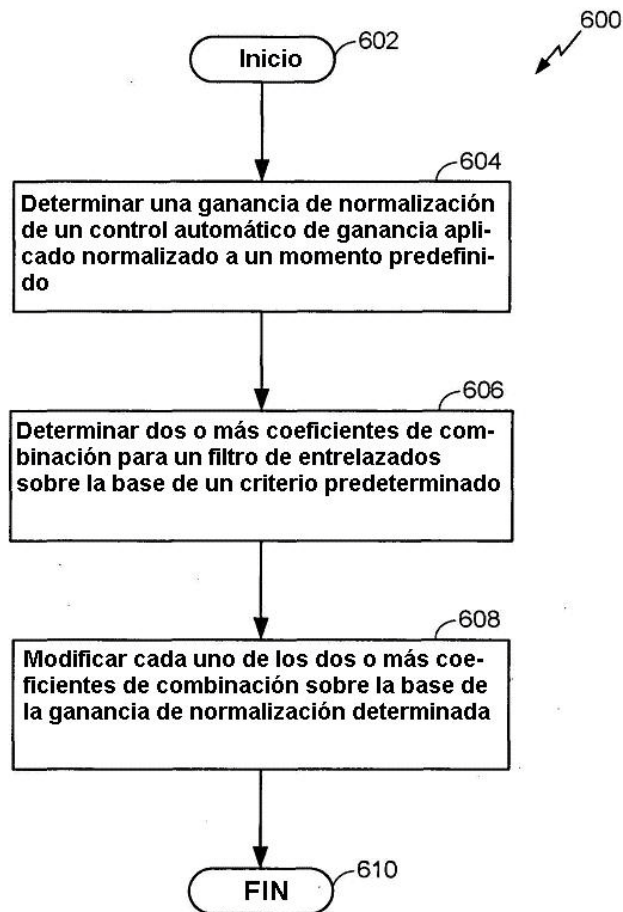


FIG. 6

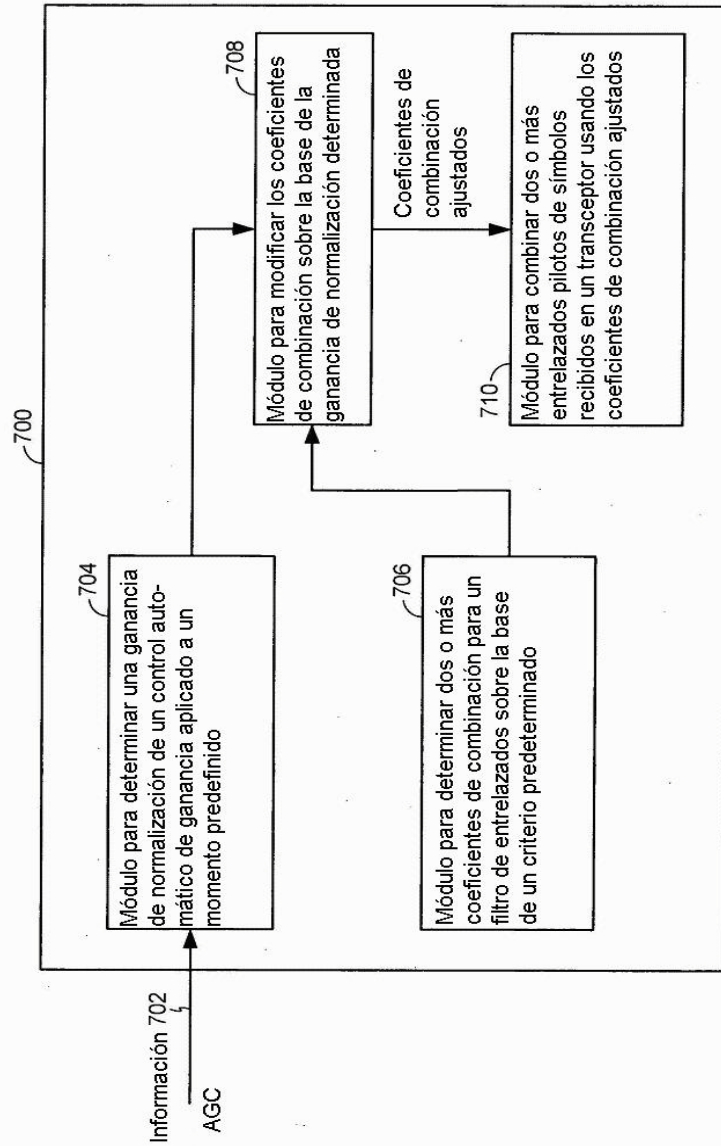


FIG. 7

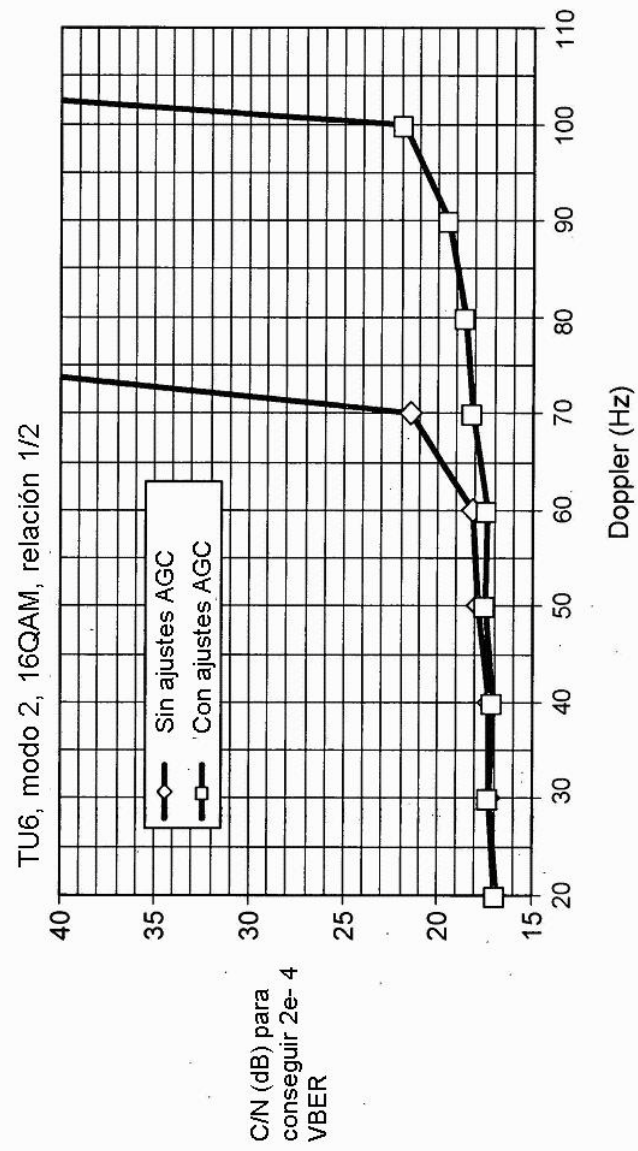


FIG. 8