(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 437 574**

(51) Int. CI.:

H04L 25/02 (2006.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(96) Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **27.04.2006 E 06724607 (4)**

(97) Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.08.2013 EP 2011293**

(54) Título: **Estimación de canal de dominio de frecuencia en un sistema de acceso múltiple por división de frecuencia con portadora única**

(45) Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
13.01.2014

(73) Titular/es:

TELECOM ITALIA S.P.A. (100.0%)
Piazza degli Affari 2
20123 Milano, IT

(72) Inventor/es:

MELIS, BRUNO;
RUSCITTO, ALFREDO y
DI PAOLA, PIETRO

(74) Agente/Representante:

PONTI SALES, Adelaida

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

Estimación de canal de dominio de frecuencia en un sistema de acceso múltiple por división de frecuencia con portadora única.

Campo de la invención

[0001] La presente invención se refiere a la estimación/ ecualización de canal en los sistemas de telecomunicaciones. La invención se ha desarrollado con especial atención a su posible uso en la transmisión de "enlace ascendente" (*uplink*) en un sistema que incluye una pluralidad de terminales de usuario que transmiten señales a un nodo receptor, en el que cada terminal tiene asignado un conjunto respectivo de sub-portadoras de transmisión.

Descripción de antecedentes

[0002] La transmisión de portadora única (SC) en combinación con FDMA (*Frequency Division Multiple Access*), o SC-FDMA, está emergiendo como esquema de acceso múltiple clave de los futuros sistemas de comunicación inalámbrica. Por ejemplo, en la actualidad se considera la técnica SC-FDMA para la evolución de los UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*), a los que se suele llamar sistema Evolved UTRA (E-UTRA) o Super 3G (S3G).

[0003] Las tecnologías de acceso de radio con portadora única tienen la ventaja de una baja relación de potencia pico a promedio (PAPR). Esta característica es importante para reducir el consumo de energía de los teléfonos móviles a un mínimo y para maximizar la cobertura de enlace ascendente (desde el terminal móvil a la estación base), que está limitada principalmente por la potencia de transmisión de los teléfonos móviles. La técnica SC-FDMA permite a los usuarios en la célula transmitir de forma simultánea independientemente de su velocidad de datos.

[0004] De hecho, aunque se llame tecnología de "portadora única", esta disposición de transmisión permite hacer que varios usuarios sean "ortogonales" asignándoles diferentes sub-bandas de frecuencia (sub-portadoras) y esta característica se mantiene incluso en los canales que dispersan en el tiempo. Las técnicas de ecualización en el receptor hacen que sea posible alcanzar los niveles de prestaciones de detección cerca de los límites del filtro adaptado incluso en una célula completamente cargada y a través de canales que dispersan en el tiempo.

[0005] Otro esquema de procesamiento de señales que se considera prometedor para futuros sistemas de comunicaciones inalámbricas es la ecualización de la respuesta de canal en el dominio de la frecuencia, que se denota en la literatura como Ecualización en el dominio de la frecuencia (FDE). La combinación de SC-FDMA y Ecualización en el dominio de la frecuencia, conduce a niveles de rendimiento similares al OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), con menor relación de potencia pico a promedio (PAPR) y, esencialmente, la misma complejidad general. Una baja PAPR a su vez significa que el amplificador de potencia de un transmisor de SC requiere un intervalo lineal más pequeño para soportar una potencia media determinada o, en otras palabras, requiere menos potencia de pico de reserva. Como tal, este enfoque permite el uso de un amplificador de potencia más barato con respecto a un sistema OFDM comparable: esta es una ventaja muy significativa, ya que el amplificador de potencia es uno de los componentes más caros del transceptor del equipo de usuario (UE).

[0006] Hay dos tipos de esquemas de transmisión SC-FDMA que se consideran actualmente para la aplicación en los futuros sistemas inalámbricos de banda ancha: a saber, " SC-FDMA localizada " (LFDMA) y " SC-FDMA distribuida (DFDMA)"

[0007] En LFDMA, un conjunto de frecuencias consecutivas en una cierta parte del ancho de banda del sistema se asignan a cada usuario y diferentes usuarios transmiten sobre bandas de frecuencia que no se superponen. Este esquema es adecuado para la transmisión programada en frecuencia (donde se selecciona el formato de transmisión de un usuario determinado a partir de las características del canal) y es robusto frente a desplazamientos de frecuencia debido a las tolerancias del oscilador, ruido de fase o efecto Doppler. Por otro lado el procedimiento localizado no explota la diversidad de frecuencias disponibles en un canal de radio de banda ancha.

[0008] Al contrario, en DFDMA, el acceso múltiple se consigue asignando a los distintos usuarios subportadoras dispersas ortogonales en toda la banda del sistema. DFDMA consigue una diversidad de frecuencia puesto que la señal de usuario se transmite a través de diferentes subportadoras no correlacionadas. Sin embargo, se debe adoptar alguna estrategia para evitar que se pierda la ortogonalidad de usuario debido a los posibles desplazamientos de frecuencia.

[0009] Ambas señales de una sola portadora localizadas y distribuidas pueden ser generadas ya sea en el dominio del tiempo o el dominio de la frecuencia. La generación en el dominio del tiempo de la señal de portadora única se conoce en la literatura como Interleaved FDMA (IFDMA). Una descripción detallada de la técnica de transmisión IFDMA se proporciona en el artículo de U. Sorger, I. de Broek, M. Schnell, "Interleaved FDMA - A new Spread-

Spectrum Multiple-Access Scheme". ICC 1998 - IEEE International Conference on Communications, no. 1, Junio 1998, pp. 1013-1017.

[0010] Las señales de portadora única también se pueden generar en el dominio de la frecuencia. La generación en el dominio de la frecuencia de la señal de portadora única se conoce en la literatura como DFT Spread OFDM (DFT-SOFDM) o como DFT OFDM precodificada. Una descripción detallada de la técnica DFT-SOFDM se proporciona en el artículo de R. Dinis, D. Falconer, "A Multiple Access Scheme for the Uplink of Broadband Wireless Systems". IEEE Communications Society, Globecom 2004, pp. 3808-3812.

[0011] La generación en el dominio de dominio del tiempo y de la frecuencia de las señales de portadora única conducen a tipos similares de señales, de manera que se pueden utilizar arquitecturas de receptor similares para la demodulación de la señal. Una arquitectura de receptor que es particularmente atractiva debido a su baja complejidad es un receptor SC con Ecualización en el Dominio de La frecuencia (SC-FDE).

[0012] La ecualización en el Dominio de La frecuencia en un sistema SC es simplemente el equivalente en el dominio de la frecuencia de lo que se hace mediante un ecualizador en el dominio del tiempo lineal convencional. Para los canales con severa dispersión del retardo, la Ecualización en el Dominio de La frecuencia es computacionalmente más simple que la ecualización en el dominio del tiempo correspondiente porque se lleva a cabo en un bloque de datos a la vez, y las operaciones en este bloque esencialmente implican una operación de FFT eficiente y una operación de inversión de canal.

[0013] La Ecualización en el Dominio de La frecuencia puede ser usada tanto en el caso de la generación de la señal en el dominio de tiempo (por ejemplo, Transmisión IFDMA) y de la generación de señal en el dominio de la frecuencia (por ejemplo, Transmisión DFT-SOFDM). Los principios de la Ecualización en el Dominio de La frecuencia se describen en D. Falconer, "Ecualización en el Dominio de La frecuencia para Sistemas inalámbricos de banda ancha de portadora única ". IEEE Communicación Magazine, Abril 2002.

[0014] Volviendo específicamente a la literatura de patentes, US-A-3 864 632 describe un sistema de ecualización en el dominio de la frecuencia adecuado para sistemas de transmisión de datos síncronos de alta velocidad. Las muestras de la respuesta de impulso se transforman mediante un dispositivo de Transformada de Fourier Discreta (FFT) en muestras en el dominio de la frecuencia. Los valores recíprocos de estas muestras en el dominio de la frecuencia se obtienen a partir de un circuito recíproco y luego se transforman mediante un dispositivo de Transformada de Fourier Rápida discreta inversa (IFFT) en muestras en el dominio del tiempo que son las ganancias máximas deseadas que se aplican a un ecualizador en el dominio del tiempo transversal con el fin de minimizar los errores en una señal recibida causada por la interferencia entre símbolos y el ruido.

[0015] Por el contrario, US-A-2004/0125235 ilustra el ecualizador de canal de un receptor de televisión digital. El ecualizador de canal comprende un estimador de canal, un compensador de distorsión del canal y un cancelador de ruido. El estimador de canal estima la respuesta de impulso del canal de transmisión $h(\tau)$ en el dominio del tiempo mediante el uso de una señal de entrenamiento. El compensador de distorsión de canal se compone de dos unidades FFT, una ROM y un ecualizador en el dominio de la frecuencia. La primera unidad FFT convierte la señal recibida del dominio del tiempo al dominio de frecuencia. La segunda unidad FFT convierte la respuesta de impulso del canal de transmisión estimada por el estimador de canal $h(\tau)$ del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, para obtener así la respuesta de frecuencia de canal $H(\omega)$. La memoria ROM recibe en la entrada la respuesta de frecuencia estimada del canal de transmisión $H(\omega)$ a partir del segundo FFT y da como salida la inversa de la respuesta de frecuencia de canal $H(\omega)^{-1}$. El ecualizador en el dominio de la frecuencia utiliza, como coeficientes iniciales de ecualización, la respuesta en frecuencia del canal inverso $H(\omega)^{-1}$ de salida de la memoria ROM y ecualiza de forma adaptativa el canal utilizando el algoritmo LMS (mínimos cuadrados) entrenado por los símbolos de datos.

[0016] El documento MAN-ON PUN ET AL: " Joint Synchronization and Channel Estimation in Uplink OFDMA Systems", ICASSP 2005 PROCEEDINGS, IEEE, 18 Marzo 2005, páginas 857-860, ilustra un procedimiento para la sincronización y la estimación conjunta de canal en enlace ascendente de sistemas OFDMA, en relación con el problema de la estimación del desplazamiento de la frecuencia de soporte, el error de temporización y la respuesta de canal de cada usuario activo. El procedimiento sigue el enfoque de máxima probabilidad (ML), suponiendo que hay disponible una secuencia de entrenamiento. Puesto que una estimación conjunta ML de todos los parámetros indicados más arriba implica una búsqueda en una rejilla multidimensional que es de difícil implementación en la práctica, el procedimiento recurre al algoritmo de proyección alternada y sustituye la búsqueda multidimensional por una secuencia de búsquedas unidimensionales.

[0017] KAJ YANG ET AL; " "Optimal pilot design for multipath channel estimation of a single carrier cyclic prefix-assisted cdma system ", ICCS 2002, IEEE, vol. 1, 25 Nov 2002, páginas 279-283, investiga los efectos de selección de piloto para la estimación de canal de un sistema CDMA asistido mediante prefijo cíclico de portadora única. El problema de piloto óptimo para la estimación de canal por mínimos cuadrados se forma como problema de optimización discreta. Debido a que los cálculos para encontrar la solución optima son demasiado grandes se aplica el procedimiento heurístico para obtener varios pilotos sub-óptimos. Se aplican diferentes procedimientos de

ecualización para comprobar la prestación de estimación de canal. Los resultados de simulación demuestran que incluso los pilotos sub-óptimos pueden proporcionar una estimación del canal más precisa y mejora las prestaciones del sistema considerablemente.

[0018] YUNJUN ZHANG ET AL: " Orthogonal frequency division multiple access peak-to-average power ratio reduction using optimized pilot symbols ", WCC - ICCT 2000, BEIJING, CHINA 21-25 AUG. 2000, IEEE, vol. 1, páginas 574-577, propone la técnica de Símbolo de Piloto Optimizado (OPS) para reducir la relación de potencia pico a promedio (PAPR) de sistemas *Orthogonal Frequency Division Multiple Access* (OFDMA). El esquema de reducción PAPR propuesto está diseñado para sistemas OFDMA en los que las subportadoras asignadas a cada usuario se seleccionan en cúmulos de subportadoras consecutivas. Utilizando el esquema propuesto, se puede reducir significativamente el PAPR manteniendo a la vez una baja complejidad y una gran flexibilidad en la asignación de canal.

Objeto y resumen de la invención

[0019] Aunque sean efectivos, los enfoques de la técnica anterior descritos en lo que antecede, conducen inevitablemente a disposiciones bastante complejas siempre que uno contemple su aplicación a un escenario en el que la estimación / ecualización de canal implica una pluralidad de usuarios que están activos simultáneamente.

[0020] Por ello, hay una necesidad de disposiciones en las que, mediante la simplificación del proceso de estimación/ ecualización de canal, se permitan estas operaciones en un contexto multi-usuario sin dar lugar a disposiciones que sean muy complejas y de implementación onerosa. Todo esto sin penalizar los resultados obtenidos en términos de precisión y fiabilidad.

[0021] El objeto de la invención es por tanto proporcionar una respuesta satisfactoria a esta necesidad.

[0022] De acuerdo con la presente invención, dicho objeto se consigue con un procedimiento que tiene las características de las reivindicaciones adjuntas. La invención también se refiere a un dispositivo correspondiente (es decir un estimador/ ecualizador de canal), así como un sistema y un producto de programa de ordenador relacionados, que se pueden cargar en la memoria de al menos un ordenador y que incluyen partes de código de software para realizar las etapas del procedimiento de la invención cuando el producto se ejecuta en un ordenador. Tal como se utiliza aquí, la referencia a este producto de programa de ordenador pretende ser equivalente a la referencia a un medio legible por ordenador que contiene instrucciones para controlar un sistema informático para coordinar la realización del procedimiento de la invención. La referencia a "al menos una computadora" pretende, evidentemente, poner de relieve la posibilidad de que la presente invención se implemente de forma modular/ distribuida.

[0023] Las reivindicaciones son una parte integral de la memoria de la invención proporcionada en el presente documento.

[0024] Una forma de realización preferida de la disposición aquí descrita es una arquitectura de receptor que realiza la estimación y la ecualización de canal de forma conjunta para todos los usuarios. Esta arquitectura es particularmente adecuada para la aplicación en un receptor de estación base de un sistema inalámbrico de banda ancha de portadora única: de hecho la estimación y ecualización de canal conjunta lleva a un sistema de complejidad inferior con respecto a las arquitecturas distribuidas donde estas operaciones se realizan por separado para cada usuario.

[0025] Esta arquitectura es particularmente adecuada para la aplicación en un receptor de estación base de un sistema inalámbrico de banda ancha de portadora única: de hecho la estimación y ecualización de canal conjunta lleva a un sistema de complejidad inferior con respecto a las arquitecturas distribuidas donde estas operaciones se realizan por separado para cada usuario. $H(f)$ de cada usuario y para la ecualización de canal, utilizando por ejemplo una técnica MMSE (Error de promedio de mínimos cuadrados).

[0026] Más generalmente, la disposición descrita en este documento proporciona una estimación de canal en un sistema de transmisión que incluye una pluralidad de terminales de usuario para transmitir señales a un nodo receptor. Cada terminal de usuario tiene asignado un conjunto respectivo de sub-portadoras de transmisión para la transmisión sobre el canal así como una secuencia de señal de prueba respectiva. La información se almacena en el nodo receptor en relación con los conjuntos respectivos de sub-portadoras de transmisión asignados a los terminales de usuario y los espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas asignadas a dichos terminales de usuario. Estas secuencias de señales de prueba pueden por lo tanto incluirse en las señales transmitidas por una pluralidad de terminales de usuario que transmiten sobre el canal, de modo que se produce una señal de prueba combinada en el nodo receptor. El espectro discreto de la señal de prueba combinada se genera en el nodo receptor, y la estimación de canal se obtiene como una función del espectro discreto de la señal de prueba combinada y los espectros discretos de las secuencias de señales de prueba respectivas asignadas a los terminales de usuario.

[0027] Preferentemente, la estimación de canal se obtiene como un conjunto de contribuciones individuales, siendo cada contribución una función de una parte respectiva del espectro discreto de la señal de prueba combinada y uno de los espectros discretos de las secuencias de señales de prueba respectivas asignadas a los terminales de usuario. Típicamente, la estimación de canal incluye la operación de dividir el espectro discreto de la señal de prueba combinada recibida por los espectros discretos de las secuencias de señales de prueba respectivas asignadas a los terminales de usuario. La operación de dividir que se acaba de describir se puede realizar multiplicando el espectro discreto de la señal de prueba combinada y el recíproco de los espectros discretos de las secuencias de señales de prueba respectivas, almacenadas en el receptor, asignadas a los terminales de usuario.

[0028] Se pueden emplear unas etapas de discretización de frecuencias idénticas para los espectros discretos de las secuencias de señales de prueba respectivas y el espectro discreto de la señal de prueba combinada. En este caso, la estimación de canal implica operaciones punto a punto realizadas sobre el espectro discreto de la señal de prueba combinada y los espectros discretos de las secuencias de señales de prueba respectivas asignadas a dichos terminales de usuario. Si se emplean diferentes etapas de discretización de frecuencias para los espectros discretos de las secuencias de señales de prueba respectivas y el espectro discreto de la señal de prueba combinada (por ejemplo etapas de discretización de frecuencias que son múltiplos entre sí), cualquiera de los espectros discretos de las secuencias de señales de prueba respectivas y el espectro discreto de la señal de prueba combinada pueden ser sometidos a interpolación para obtener etapas idénticas de discretización de frecuencias.

Breve descripción de los dibujos adjuntos

[0029] La invención se describirá ahora, solamente a modo de ejemplo, con referencia a las figuras adjuntas del dibujo, en los que:

- La figura 1 es un diagrama de bloques general representativo del contexto de uso de la disposición descrita en este documento;
- Figura 2 detalla ciertas características de procesamiento adaptadas para ser introducidas en la disposición descrita en el presente documento;
- La figura 3 es un diagrama de bloques de un esquema de estimación y ecualización de canal conjunta adaptado para incorporar la disposición descrita en este documento;
- La figura 4 detalla la característica de estimación de canal del esquema de la figura 3;
- La figura 5 detalla la operación de la característica de estimación de canal de la figura 4;
- La figura 6, que es básicamente similar a la figura 2, detalla ciertas características de procesamiento adaptadas para ser introducidas en la disposición descrita en este documento; y
- La figura 7 es un diagrama de bloques de otro esquema de estimación y ecualización de canal conjunta adaptado para incorporar la disposición descrita en este documento.

Descripción detallada de realizaciones preferidas de la invención

[0030] La descripción a modo de ejemplo aquí contenida se centrará en un escenario en el que muchos terminales de usuario TU_1, TU_2,..., TU_{Nu} transmiten simultáneamente señales respectivas x(1), x(2),..., **x**(Nu) a una estación base BS tal como ocurre en el enlace ascendente de un sistema de comunicación móvil que se ejemplifica en la Figura 1.

[0031] En la figura1, los datos que producen las señales **x**(1), **x**(2),..., **x**(Nu) – cuyos datos se espera que sean recibidos y recuperados en la estación base BS se designan como **d**(1), **d**(2),..., **d**(Nu).

[0032] Cada señal **x**(1), **x**(2),..., **x**(Nu) se transmite sobre una porción de canal respectiva designada **h**(1), **h**(2),..., **h**(Nu), y - debido a la transmisión simultánea - se añadirán las señales resultantes (en un nodo RN) antes de ser alimentadas al nodo receptor, es decir la estación base BS. Todas las entidades que se acaban de presentar se supondrán generalmente entidades complejas, que incluyen partes real e imaginaria. La negrita indica entidades vectoriales.

[0033] La naturaleza ruidosa del canal o de los canales de transmisión se modela simplemente por la adición de ruido gaussiano (AWGN) a un nodo SN interpuesto entre el nodo RN y la estación base BS.

[0034] Cada usuario transmite una única señal de soporte utilizando la técnica IFDMA o la DFT-SOFDM, es decir técnicas de transmisión de "portadora única" que utilizan un conjunto de tipo peine de subportadoras. La arquitectura de receptor propuesta en este documento es aplicable a estas dos técnicas de transmisión que requieren sólo algunas modificaciones de menor importancia dependiendo del esquema de transmisión considerado.

[0035] Ahora se describirá La arquitectura de un receptor de SC-FDE que tiene la ventaja de una complejidad reducida con respecto a las soluciones de la técnica anterior. Tal como se ha indicado, la arquitectura del receptor propuesta realiza la estimación y la ecualización de canal de forma conjunta para todos los usuarios y por lo tanto es

particularmente adecuada para la aplicación en un receptor de estación base de un sistema inalámbrico de banda ancha de una sola portadora. La estimación y la ecualización de canal conjunta de las señales del usuario representa una ventaja evidente en términos de menor complejidad del sistema con respecto a las arquitecturas distribuidas, donde estas operaciones se llevan a cabo por separado para cada usuario.

[0036] Tal como se describe en el presente documento, la estimación y ecualización de canal conjunta se realiza mediante el almacenamiento en el receptor (es decir, la estación base BS) de la inversa (más precisamente, el recíproco) de los espectros discretos de secuencias piloto que son transmitidas por usuarios diferentes para estimar el canal. La inversa del espectro piloto se pre-calcula y se almacena en una memoria adecuada. Estos valores se utilizan posteriormente para la estimación de la función de transferencia de canal $H(f)$ de cada usuario y para la ecualización de canal, utilizando por ejemplo una técnica MMSE (Error de mínimos cuadrados).

[0037] La arquitectura de un receptor centralizado se describirá primero en el caso de una transmisión IFDMA. Tal como se demostrará a continuación, se puede utilizar la misma arquitectura de receptor con modificaciones mínimas también en el caso de la transmisión DFT-SOFDM.

[0038] La señal IFDMA se genera en el dominio del tiempo por compresión y repetición de bloque de una señal modulada PSK o QAM y desplazamiento de frecuencia posterior a la posición deseada en el dominio de la frecuencia.

[0039] El usuario i-ésimo (es decir el i-ésimo terminal de usuario Tu_i en la figura1, con $i = 1,...N_u$, transmite un bloque $\mathbf{d}^{(i)} = \left[d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, ..., d_{Q-1}^{(i)}\right]$ de Q símbolos de valor complejo $d_q^{(i)}$, $q = 0,...,Q - 1$, teniendo cada símbolo $d_q^{(i)}$ una duración temporal T_S. Estos Q símbolos se procesan para construir un símbolo IFDMA, que representa el bloque mínimo de información transmitida por un usuario IFDMA.

[0040] La generación de un símbolo IFDMA se obtiene mediante la compresión de la duración de cada símbolo $d_q^{(i)}$ y luego la realización de una repetición de bloque. Por lo tanto, la duración de cada símbolo $d_q^{(i)}$ se reduce desde T_S a un valor inferior T_C igual a

$$T_C = \frac{T_S}{\cdot L + L_{CP}}$$

donde el factor L está relacionado con la parte útil del símbolo IFDMA y L_{CP} está relacionado con la parte cíclica prefija. Después de la compresión del tiempo, el bloque de Q símbolos acortados se repite $L+L_{CP}$ veces. Como alternativa, la construcción de un símbolo IFDMA puede ser descrita de la siguiente manera: cada uno de los Q símbolos $d_q^{(i)}$ se divide en $L+L_{CP}$ chips, cada uno con duración temporal ~ T_C. Los chips obtenidos se escriben por filas en una matriz de dimensiones QX$(L+L_{CP})$. La matriz se lee posteriormente por columnas proporcionando el símbolo IFDMA del usuario i-ésimo. Por lo tanto, el símbolo IFDMA se compone de Q chips de QX($L+L_{CP}$) chips. El número de chips en la parte útil del símbolo IFDMA es entonces igual a

$$N = Q \cdot L$$

y la duración temporal total de los símbolos de datos IFDMA que incluye el prefijo cíclico es igual a

$$T = Q \cdot T_S = Q \cdot (L + L_{CP}) \cdot T_C$$

[0041] Es posible demostrar que la compresión y la repetición de bloque produce una señal periódica en el dominio del tiempo que corresponde a un espectro en forma de peine en el dominio de la frecuencia. En particular, el espectro IFDMA se compone de Q líneas espectrales a una distancia de

$$\Delta f_s = \frac{L + L_{CP}}{Q \cdot T_s}$$

mientras que el ancho de banda total de la señal IFDMA es igual a

$$B = \frac{1}{T_c} = \frac{L + L_{CP}}{T_S}$$

[0042] El símbolo IFDMA, generado por la compresión y la repetición de bloque, se somete entonces a un desplazamiento de frecuencia con el fin de trasladar el espectro en forma de peine a la posición deseada en el dominio de la frecuencia.

[0043] Una descripción detallada de la generación de símbolo IFDMA se proporciona en el artículo de U. Sorger, y otros ya citado en la parte introductoria de la descripción.

[0044] A continuación, se supondrá que cada usuario transmite una trama compuesta por *K símbolos IFDMA*, donde el primer símbolo IFDMA es un piloto y los restantes *K*-1 símbolos llevan los datos del usuario. El piloto lleva símbolos de referencia conocidos por el receptor y que por lo tanto pueden ser explotados para la estimación y la ecualización de canal.

[0045] En la descripción matemática proporcionada en lo sucesivo, se considera el caso general de piloto y símbolos de datos que tienen la misma longitud N, que es equivalente a decir que el piloto y los símbolos de datos transmitidos están ambos compuestos por Q líneas espectrales en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, el procedimiento propuesto de estimación del canal y la arquitectura del receptor relacionado son aplicables también cuando el piloto y los símbolos de datos tienen diferentes longitudes. En este caso particular, el tiempo de duración de los símbolos piloto se reduce con respecto a la duración temporal de los símbolos de datos con el fin de minimizar la sobrecarga. Un símbolo piloto acortado se obtiene mediante la transmisión de símbolos $Q_P < Q$. Como consecuencia, el número de chips en la parte útil del símbolo piloto IFDMA es igual a

$$N_p = Q_p \cdot L$$

y la duración temporal total de los símbolos piloto IFDMA incluyendo el prefijo cíclico es igual a

$$T_p = Q_p \cdot T_S = Q_p \cdot (L + L_{CP}) \cdot T_C$$

[0046] El espectro del símbolo piloto IFDMA se compone de $Q_P < Q$ líneas espectrales a una distancia de

$$\Delta f_s^{(pilot)} = \frac{L + L_{CP}}{Q_p \cdot T_s}$$

mientras que el ancho de banda total del símbolo piloto IFDMA es siempre igual a

$$B = \frac{1}{T_c} = \frac{L + L_{CP}}{T_S}$$

[0047] En este caso la respuesta de frecuencia de canal, estimada en los símbolos piloto se puede adaptar a la diferente dimensión de símbolos de datos mediante el uso de algún procedimiento de interpolación de frecuencia.

[0048] Las señales de los diversos usuarios experimentan diferentes canales de múltiples trayectos que tienen cada uno una respuesta de impulso indicada por $\mathbf{h}^{(i)}$. Por lo tanto, la señal en el receptor final es la suma (nodo RN de la

Figura 1) de N_u señales de usuario corrompidas por la interferencia entre símbolos y ruido térmico modelado como Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN) añadido en el nodo SN de la figura 1.

[0049] La arquitectura del receptor SC-FDE centralizada se ilustra en la Figura 2. La señal recibida se convierte de radiofrecuencia a banda base en un Extremo frontal RF 100 y después se filtra mediante un filtro receptor de conformación de impulsos 102. Después, se descarta el Prefijo Cíclico (CP) en un bloque 104 ya que este se ve afectado por la interferencia de los símbolos IFDMA consecutivos debido a la propagación multitrayecto.

[0050] Después de la eliminación del Prefijo Cíclico en el bloque 104, la señal r se procesa en un bloque 106 que lleva a cabo la estimación y ecualización de canal conjunta para todos los usuarios.

[0051] Un punto focal de la disposición descrita en el presente documento reside en la estructura y el funcionamiento del bloque de estimación y ecualización de canal 106.

[0052] Contrariamente a una arquitectura de receptor distribuida, el receptor descrito en este documento tiene como objetivo ecualizar directamente la señal r que es la suma de las señales recibidas de los diferentes usuarios. La ecualización se realiza en el dominio de la frecuencia explotando las propiedades de ortogonalidad de la técnica IFDMA o la DFT-SOFDM. Después, la señal ecualizada se envía a las unidades de demodulación específicas del usuario 108(1) a 108(Nu) donde se llevan a cabo la demodulación(de banda base), la integración y la decisión de datos.

[0053] Después, la señal ecualizada se envía a las unidades de demodulación específicas del usuario.

[0054] A continuación se indica con $X_{(i)}$ el espectro de la señal transmitida por el usuario genérico TU(i)

$$\mathbf{X}^{(i)} = FFT(\mathbf{x}^{(i)}) \qquad (1)$$

donde FFT(·) es la transformada rápida de Fourier de una secuencia compleja.

[0055] Como se ha explicado anteriormente, el espectro $X_{(i)}$ del usuario i-ésimo está compuesto por Q líneas espectrales en las frecuencias denotadas con $f_q^{(i)}$. Las Q líneas espectrales en las frecuencias indicadas con las Q líneas espectrales o sub-portadoras se utilizan para la transmisión de los símbolos de datos y también para la transmisión de los símbolos piloto.

[0056] En caso de transmisión por un canal selectivo en frecuencia con respuesta de impulso $\mathbf{h}^{(i)} = \left[h_0^{(i)}, h_1^{(i)}, \ldots, h_M^{(i)}\right]^T$, las líneas espectrales del usuario i-ésimo a la frecuencia $f_q^{(i)}$ están moduladas por el valor de la respuesta de frecuencia de canal $H_{(i)} = FFT(\mathbf{h}_{(i)})$. La respuesta de frecuencia de canal $\mathbf{H}^{(i)} = \left[H_1^{(i)}, H_2^{(i)}, \ldots, H_N^{(i)}\right]^T$ del usuario i-ésimo es un vector con tamaño $N = LQ$ donde el j-ésimo elemento $H_j^{(i)}$ representa la respuesta de canal a la j-ésima frecuencia subportadora.

[0057] La señal del usuario i-ésima recibida en el dominio de la frecuencia se puede expresar como el producto a nivel de todo el elemento de $\mathbf{X}_{(i)}$ y $\mathbf{H}_{(i)}$

$$\mathbf{R}^{(i)} = \mathbf{X}^{(i)} \cdot \mathbf{H}^{(i)} + \Phi \qquad (2)$$

donde Φ es un vector de N dimensiones que contiene las muestras de ruido térmico en el dominio de la frecuencia.

[0058] Si la respuesta de frecuencia del canal se conoce en el receptor para cada usuario, es posible compensar el efecto de canal simplemente multiplicando el espectro de la señal recibida por coeficientes de ecualización apropiados, obtenidos por ejemplo, con un enfoque de Error de mínimos cuadrados (MMSE). Indicando con $\mathbf{W}^{(i)} = \left[W_1^{(i)}, W_2^{(i)}, \ldots, W_N^{(i)}\right]^T$

El vector de ecualización para el usuario i-ésimo se puede escribir

$$W_j^{(i)} = \begin{cases} \dfrac{\tilde{H}_j^{(i)*}}{\left|\tilde{H}_j^{(i)}\right|^2 + \eta} & \text{Para la subportadora j-ésima del usuario i-ésimo} \\ 0 & \text{En los demás casos} \end{cases} \quad (3)$$

donde $\tilde{H}_j^{(i)}$ es el valor estimado de la respuesta de frecuencia del canal, en la frecuencia de la subportadora j-ésima utilizada para la transmisión por el usuario i-ésimo. Hay que destacar que el vector de ecualización W(*i*) del usuario i-ésimo tiene solamente *Q* valores diferentes de cero en correspondencia con las frecuencias indicadas por $f_q^{(i)}$.

Finalmente η es la relación entre la densidad espectral de potencia de ruido térmico σ_n^2 y la densidad espectral de potencia de la señal transmitida σ_x^2. Por lo tanto, la señal ecualizada para el usuario *i* se puede expresar como multiplicación a nivel de todo el elemento del espectro de la señal recibida **R**(*i*) y el vector de ecualización **W**(*i*)

$$\mathbf{Y}^{(i)} = \mathbf{W}^{(i)} \cdot \mathbf{R}^{(i)} \quad (4)$$

[0059] Puesto que diferentes usuarios explotan conjuntos de subportadoras respectivos que no se solapan, es posible ecualizar conjuntamente todos los usuarios multiplicando la señal recibida completa para un vector de ecualización equivalente **W**

$$\mathbf{W} = [W_1, W_2, \ldots, W_N]^T \quad (5)$$

donde el vector W se puede obtener como la suma de los vectores de compensación de los diferentes usuarios

$$\mathbf{W} = \sum_{i=1}^{N_u} \mathbf{W}^{(i)} \quad (6)$$

[0060] El funcionamiento del bloque de Estimación y Equalización de canal conjunta 106 de la Figura 2 se ilustra en el diagrama de bloques de la figura 3.

[0061] La señal de banda base compleja recibida r después de la eliminación de prefijo cíclico (bloque 104 de la figura 2) se demultiplexa en 200 con la finalidad de separar los símbolos piloto $\mathbf{r}_p$ de los símbolos de datos $\mathbf{r}_d$. Los símbolos piloto $\mathbf{r}_p$ se envían a un bloque que estima las respuestas de frecuencia de canal de los $\mathbf{N}_u$ usuarios activos en la célula. La información sobre las respuestas de frecuencia de canal de los diferentes canales de trayectoria múltiple se explotan en un bloque de ecualización 204 para calcular el vector de ecualización equivalente **W**. Del mismo modo, los símbolos de datos recibidos $\mathbf{r}_d$ se hacen paralelos en un bloque serie a paralelo (S/P) 206 y convertidos en un bloque 208 en el dominio de la frecuencia utilizando una Transformada Rápida de Fourier (FFT)

$$\mathbf{R}_d = FFT(\mathbf{r}_d) \quad (7)$$

indicando con $\mathbf{r}_d = [r_{d1}, r_{d2}, \ldots, r_{dN}]^T$ el vector de datos recibidos en el dominio del tiempo y con $\mathbf{R}_d = [\boldsymbol{R}_{d1}, \boldsymbol{R}_{d2}, \ldots, \boldsymbol{R}_{dN}]^T$ la señal en el dominio de la frecuencia correspondiente. Cada componente de frecuencia del vector $\mathbf{R}_d$ se pondera con el peso de ecualización correspondiente, a saber el vector $\mathbf{R}_d$ se multiplica a nivel de elemento (ver la etapa de multiplicador indicada en su conjunto como 209) para el vector de ecualización equivalente **W**

$$\mathbf{Y} = \mathbf{W} \cdot \mathbf{R}_d \qquad (8)$$

donde $\mathbf{Y}=[Y_1,Y_2,...,Y_N]^T$ es un vector N -dimensional que contiene las muestras ecualizadas de la señal recibida. Los componentes de **Y** se convierten entonces en el dominio del tiempo en un bloque 210 utilizando una IFFT calculada sobre $N = LQ$ puntos

$$\mathbf{y} = IFFT(\mathbf{Y}) \qquad (9)$$

donde $\mathbf{y} = [y_1, y_2,..., y_N]^T$ es un vector cuyos elementos son las muestras ecualizadas de la señal recibida de todos los usuarios. Finalmente, el vector señal **y** se serializa en el bloque Paralelo a Serie (P/S) 212 y se envía a las unidades de demodulación específicas del usuario 108(1) a 108(Nu), tal como se muestra en la figura 2.

[0062] Como se explicó anteriormente, el ecualizador 204 necesita las estimaciones de la respuesta de frecuencia $\tilde{H}_j^{(i)}$ de canal de los usuarios que transmiten en la célula. La estimación de canal se consigue explotando los símbolos piloto IFDMA $\mathbf{x}_p$ insertados en la trama y que son conocidos en el receptor.

[0063] Estos símbolos piloto $\mathbf{x}_p$ representan unas secuencias de señales de prueba respectivas asignadas a los diferentes terminales de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}).

[0064] Si bien esto representa una forma de realización preferida, los expertos en la materia apreciarán que la transmisión simultánea de las secuencias de prueba no es un requisito obligatorio para la invención: de hecho, el receptor (estación de base BS) puede estar configurado para almacenar las secuencias de prueba recibidas en diferentes momentos con vistas al procesamiento conjunto posterior.

[0065] Un diagrama de bloques de la unidad de estimación de canal 202 de la Figura 3 se muestra en la Figura 4.

[0066] De aquí en adelante se indica con $\mathbf{x}_p^{(i)}$ el símbolo piloto IFDMA transmitido por el usuario i-ésimo y con $\mathbf{x}_p$ la suma de los símbolos piloto transmitida por todos los usuarios en la célula

$$\mathbf{x}_p = \sum_{i=1}^{N_u} \mathbf{x}_p^{(i)} \qquad (10)$$

[0067] Las secuencias piloto transmitidas por los distintos usuarios son ortogonales en el dominio de la frecuencia, debido a que diferentes usuarios se asignan a diferentes subportadoras.

[0068] Se indica mediante $\mathbf{P}=[P_1, P_2,..., P_N]$ un vector N-dimensional que se obtiene con

$$\mathbf{P} = FFT(\mathbf{x}_p) \qquad (11)$$

[0069] El vector **P** representa el espectro de $\mathbf{x}_p$ y está compuesto por N líneas espectrales como para los símbolos de datos IFDMA. Las líneas espectrales asociadas l usuario i ocupan las frecuencias $f_q^{(i)}$

[0070] Como se dijo antes, el receptor de la estación base tiene el conocimiento de las secuencias piloto $\mathbf{x}_p^{(i)}$ utilizadas por los diferentes usuarios activos en la célula. Por otra parte, el receptor también conoce las subportadoras que se asignan a cada usuario para la transmisión de datos y las secuencias piloto.

[0071] En la arquitectura de receptor mostrada en la figura 3 la estimación de canal se realiza en el dominio de la frecuencia, de forma conjunta para todos los usuarios activos en la célula.

[0072] Un bloque de interpolación opcional 214 se muestra en el diagrama de bloques de la figura 3. Este bloque es necesario sólo en el caso particular de símbolos piloto más cortos que tienen una longitud $N_p < N$. Como se dijo antes este bloque permite la adaptación de la respuesta de frecuencia de canal, estimada sobre una cuadrícula de N_p frecuencias, a la longitud de los símbolos de datos que a la inversa se transmiten utilizando un conjunto de N frecuencias.

[0073] La unidad de estimación de canal que se describe en la figura 4 incluye un bloque de memoria que tiene almacenado en el mismo el recíproco de los espectros de todas las secuencias piloto (de ensayo) asignadas a una célula dada. Con el fin de reducir el tamaño de la memoria, el recíproco de los valores del espectro se cuantifica en un número adecuado de bits.

[0074] El acceso a la memoria 400 está gestionado por un controlador de memoria 402 que recibe como información de entrada el conjunto de secuencias utilizado en la célula en un instante de tiempo determinado. Con dicha información, el controlador de memoria 402 consulta la memoria y por lo tanto obtiene el recíproco de los espectros correspondientes a las secuencias piloto usadas. Los valores, leídos de la memoria 400, se proporcionan a continuación a una función de asignación de espectro 404. La función de asignación (o bloque) recibe también como segunda entrada la tabla de asignación de las subportadoras entre los usuarios activos en la célula y, utilizando esta información, construye el llamado vector de estimación de canal **V**. El vector **V** El acceso a la memoria 400 está gestionado por un controlador de memoria 402 que recibe como información de entrada el conjunto de secuencias utilizado en la célula en un instante de tiempo determinado. Con dicha información, el controlador de memoria 402 consulta la memoria y por lo tanto obtiene el recíproco de los espectros correspondientes a las secuencias piloto usadas. Los valores, leídos de la memoria 400, se proporcionan a continuación a una función de asignación de espectro 404. La función de asignación (o bloque) recibe también como segunda entrada la tabla de asignación de las subportadoras entre los usuarios activos en la célula y, utilizando esta información, construye el llamado vector de estimación de canal **P** dado por la ecuación (11)

$$\mathbf{V} = [V_1, V_2, \ldots, V_N] = \left[\frac{1}{P_1}, \frac{1}{P_2}, \ldots, \frac{1}{P_N}\right]$$

[0075] La figura 5 proporciona un ejemplo que muestra la construcción del vector de estimación de canal V**.** Por razones de simplicidad, solamente se considera un sistema con solamente N = 8 subportadoras. El conjunto de secuencias piloto que se puede usar en la célula está compuesto por cuatro secuencias con diferentes longitudes iguales a Q=1, 2, 4, y 8. El recíproco de espectro de estas cuatro secuencias piloto se almacena en la memoria 400, tal como se muestra en la Figura 5. El controlador de memoria 402 recibe como entrada el conjunto de secuencias que se asignan actualmente a los usuarios activos en la célula y consulta la memoria 400 con el fin de recuperar los valores de espectro necesarios. En particular, las secuencias numeradas 2 y 3 se supone que deben ser utilizadas en el instante de tiempo dado. La función de asignación de espectro 404 recibe como entrada los datos almacenados en la memoria 400 y las asignaciones de subportadora de los diferentes usuarios. En el ejemplo propuesto el usuario TU_1 se asigna a la secuencia piloto 2 y se le asignan las subportadoras {2, 3, 4, 5} mediante el uso de una asignación de frecuencia localizada. El usuario TU_2 se asigna a la secuencia piloto 3 y se asigna a las subportadoras {6, 8} utilizando una asignación de frecuencia distribuida.

[0076] Mediante la explotación de esta información, el bloque de asignación 404 construye el vector de estimación de canal **V** colocando el recíproco de los espectros piloto en los rangos de frecuencia asignados a los diferentes usuarios. El vector **V** proporcionado por la función de asignación se utiliza entonces para realizar la estimación de canal tal como se describe a continuación.

[0077] Cuando una nueva conexión es puesta en marcha por un usuario o cuando termina una comunicación, cambian el conjunto de secuencias piloto utilizadas y la asignación de subportadoras y por lo tanto el vector **V** se actualiza en consecuencia.

[0078] Haciendo referencia a la Figura 4, se destaca que los símbolos piloto recibidos $\mathbf{r}_p$ se ponen en paralelo (en 206) y se convierten entonces (en 208) en el dominio de la frecuencia con una FFT calculada en $N = LQ$ puntos

$$\mathbf{R}_p = FFT(\mathbf{r}_p) \qquad (12)$$

donde $\mathbf{R}_p = [\mathbf{R}_{p1}, \mathbf{R}_{p2}, \ldots, \mathbf{R}_{pN}]^T$ es un vector de longitud N que contiene las muestras de frecuencia de los símbolos piloto recibidos.

[0079] Se apreciará que esta conversión se puede lograr explotando el mismo circuito que calcula la FFT de los símbolos de datos para la Ecualización en el Dominio de La frecuencia (FDE). El vector $\mathbf{R}_p$ se puede expresar como un producto a nivel de elemento del espectro piloto transmitido **P** y el vector respuesta de frecuencia de canal equivalente **H**

$$\mathbf{R}_p = \mathbf{P} \cdot \mathbf{H} + \Phi \qquad (13)$$

donde $\mathbf{H}=[H_1,H_2,...,H_N]$ se obtiene combinando las respuestas de frecuencia de canal de los diferentes usuarios $\mathbf{H}_{(i)}$. En particular, si la j-ésima subportadora es utilizada por el usuario i-ésimo para la transmisión, el j-ésimo elemento del vector **H** es igual a $H_j^{(i)}$. El vector Φ en la ecuación (13) es un vector *N* -dimensional que contiene las muestras de ruido térmico en el dominio de la frecuencia.

[0080] Por lo tanto, mediante el uso de los símbolos piloto recibidos es posible estimar los valores de la respuesta de frecuencia del canal experimentada por los diferentes usuarios. La estimación de la respuesta de frecuencia del canal **H** se obtiene multiplicando a nivel de todo el elemento el vector piloto recibido $\mathbf{R}_p$ por el vector de estimación de canal **V**

$$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{R}_p \cdot \mathbf{V} \qquad (14)$$

donde $\mathbf{H}=[H_1, H_2,..., H_N]$. Por lo tanto, los elementos de **H** se obtienen como

$$\tilde{H}_j = R_{pj} \cdot \frac{1}{P_j} = \frac{P_j \cdot H_j + \Phi_j}{P_j} = H_j + \frac{\Phi_j}{P_j} \qquad \text{for } j = 1,2,...,N \qquad (15)$$

[0081] Dicho de otro modo, la estimación de canal se obtiene como una función del espectro discreto de la señal de prueba combinada producida por el generador 208 y los espectros discretos (piloto) de las secuencias de señales de prueba respectivas $\mathbf{x}_p$ a los diferentes terminales de usuario TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}. Más específicamente, de la estimación de canal se obtiene un conjunto de contribuciones individuales a nivel de todo el elemento, cada una a su vez obtenida como una función de una parte respectiva del espectro discreto de la señal de prueba combinada producida por el generador 208 y el espectro piloto de las secuencias de señal de prueba $\mathbf{x}_p$ asignadas a uno de los terminales de usuario TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}.

[0082] Tal como se muestra, la estimación de canal implica la operación de dividir el espectro discreto de la señal de prueba combinada por el espectro piloto discreto de las secuencias de señales de prueba asignadas a los terminales de usuario.

[0083] Desde un punto de vista matemático, la operación que implica teóricamente la división por cada espectro piloto se lleva a cabo preferentemente como la multiplicación por la inversa (Recíproco) del espectro piloto. Esto es a su vez es equivalente a la multiplicación por el conjugado del espectro piloto seguido por la división por el módulo al cuadrado tal como se muestra a continuación

$$\tilde{H}_j = R_{pj} \cdot \frac{1}{P_j} = R_{pj} \cdot \frac{P_j^*}{|P_j|^2}$$

[0084] De la ecuación (15) se deduce que la secuencia piloto puede ser elegida con el fin de obtener un símbolo piloto cuyo espectro de frecuencias tiene una magnitud teóricamente constante. De hecho, si el valor absoluto $|P_j|$ toma valores bajos para algunas frecuencias, la estimación de la respuesta de frecuencia del canal correspondiente H_j no es fiable debido al efecto de aumento del ruido. Por otro lado la secuencia piloto debe posiblemente tener una amplitud constante de manera que se consiga una baja PAPR.

[0085] Considerando secuencias piloto antipodales reales $\mathbf{p} = [p_1,p_2,...,p_Q]$ con $p_q \in [+1,-1]$ que tienen un bajo PAPR, el conjunto de secuencias piloto se puede determinar con una búsqueda exhaustiva de más de 2^Q secuencias antipodales posibles. Las secuencias adecuadas se seleccionan mediante la búsqueda del mínimo de la métrica β, que asegura la planitud máxima del espectro de potencia piloto **P**

$$\beta = \max_j \left\{ \left| P_j \right| \right\} - \min_j \left\{ \left| P_j \right| \right\} \qquad 1 \le j \le N \qquad (16)$$

[0086] La arquitectura centralizada propuesta permite la reducción de la complejidad del receptor de hardware porque la propia unidad de FFT puede ser explotada tanto para la estimación como para la ecualización de canal. Además, dado que la inversa de los elementos del vector **P** se almacenan en una memoria, sólo se requieren multiplicaciones entre escalares. Por lo tanto, la complejidad computacional se debe principalmente a la FFT y a la IFFT en N puntos. Los parámetros del sistema se deben seleccionar de manera que el producto $N = LQ$ sea una potencia de dos

$$L \cdot Q = 2^b \qquad (17)$$

[0087] Si la condición (17) se cumple, es posible implementar una radix-2 FFT y IFFT que resulta en una carga de cálculo más baja.

[0088] Los diagramas de bloques de las figuras 6 y 7 ilustran cómo se puede aplicar la arquitectura de receptor de la presente invención también en caso de transmisión de DFT-SOFDM.

[0089] El transmisor DFT-SOFDM opera de la siguiente manera: primero se aplica una FFT de tamaño Q al bloque de símbolos de modulación Q. Este transforma los símbolos de modulación en el dominio de la frecuencia. Esto transforma los símbolos de modulación en el dominio de la frecuencia. Las salidas de la FFT se asignan a las entradas de una transformada rápida de Fourier transformada inversa (IFFT) con tamaño $N > Q$, que corresponde a las frecuencias de destino. En el caso de esquema DFT-SOFDM localizado las salidas FFT se asignan en entradas consecutivas (es decir, frecuencias) del bloque IFFT. Por el contrario, en el esquema distribuido las salidas FFT están repartidas en entradas no adyacentes del bloque IFFT. A continuación se serializa la salida de la IFFT, se aumenta la frecuencia y se transmite a través del canal.

[0090] Tanto para la transmisión localizada y distribuida, la conformación del espectro en el dominio de la frecuencia se puede aplicar antes de que la señal se transforme de nuevo al dominio de tiempo por medio de una transformada rápida de Fourier transformada inversa (IFFT). De manera similar a la conformación de impulsos en el dominio del tiempo, la conformación del espectro se puede utilizar para la compensación de la eficiencia del espectro frente a la PAPR.

[0091] También en caso de DFT-SOFDM una secuencia piloto se transmite con el fin de permitir la estimación de canal en el lado del receptor. También en este caso se supone que cada usuario transmite una trama TDMA compuesta de K símbolos de DFT-SOFDM, donde el primer símbolo es un piloto y los símbolos restantes K-1 símbolos transportan los datos de usuario. El piloto lleva símbolos de referencia conocidos por el receptor y por lo tanto pueden ser explotados para la estimación y la ecualización de canal. La secuencia piloto puede ser generada ya sea en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia. La generación en el dominio del tiempo permite encontrar fácilmente secuencias piloto con bajo PAPR pero hace que sea más difícil obtener la planitud del espectro. Al contrario, la generación en el dominio de la frecuencia de las secuencias piloto permite lograr fácilmente la planitud del espectro con el coste de una mayor PAPR. En general el conjunto de secuencias piloto usadas debería optimizarse para obtener un buen compromiso entre la planitud del espectro y baja PAPR.

[0092] La siguiente descripción considera el caso general de piloto y símbolos de datos que tienen la misma duración temporal y por lo tanto el mismo tamaño N en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, con el fin de reducir el tiempo de duración de los símbolos piloto, y por lo tanto minimizar la sobrecarga correspondiente, se puede usar un tamaño de IFFT más corto $N_p < N$ para los símbolos piloto. En este caso, el espectro de los símbolos piloto se compone de $N_p < N$ subportadoras con mayor espaciamiento de frecuencia con respecto a la separación de las subportadoras N que componen los símbolos de datos.

[0093] Al reducir el tamaño de IFFT es posible reducir el tiempo de duración de los símbolos piloto, que es igual a

$$T_{pilot} = N_p \cdot t_s + T_g$$

donde t_s es el tiempo de muestreo de los valores en la salida de la IFFT en el transmisor y T_g es la duración de prefijo cíclico. De esta manera, se reduce la sobrecarga piloto, pero la respuesta de frecuencia de canal se estima

sobre un menor número de puntos, por lo que requiere la aplicación de algún procedimiento de interpolación en las salidas de estimador de canal.

[0094] La figura 6 muestra un ejemplo de arquitectura de receptor para la técnica DFT-SOFDM. Esta figura parece ser esencialmente idéntica a la Figura 2 y, de hecho, los mismos números de referencia se han utilizado en ambas figuras para designar elementos o partes que son idénticas o equivalentes. La diferencia básica con respecto a la Figura 2 (transmisión IFDMA) radica en que en la disposición de la figura 6 (transmisión DFT-SOFDM) el bloque de estimación y de ecualización de canal 106 'de la figura 6 proporciona N_u señales separadas, una para cada usuario.

[0095] El diagrama de bloques del bloque de estimación y ecualización de canal conjunta 106' se muestra en la figura7. Las operaciones de estimación y ecualización de canal son las mismas que aquellas descritas en el caso de transmisión IFDMA, por lo que la descripción anterior es aplicable también en este caso, mientras que los mismos números de referencia se han utilizado en las dos figuras para designar elementos o partes que son idénticas o equivalentes. En el diagrama de bloques de la figura 7 se incluye un bloque de interpolación opcional 214 que es necesario sólo en el caso particular de símbolos piloto más cortos que tienen una longitud $N_p < N$. El bloque de interpolación 214 permite la adaptación de la respuesta de frecuencia de canal, estimado sobre una cuadrícula de N_p frecuencias, a la longitud de los símbolos de datos que a la inversa se transmiten utilizando un conjunto de N frecuencias (por ejemplo, subportadoras).

[0096] La diferencia básica con respecto a la arquitectura del bloque 106 en la figura 3 reside en que el bloque 106 'en la figura 7 incluye una función de mapeo de usuario 310 que opera sobre la señal ecualizada $Y = [Y_1, Y_2, ..., Y_N]^T$, dada por la ecuación (8). La función de desmapeo recoge $Q_{(i)}$ símbolos de datos recibidos en el dominio de la frecuencia en las subportadoras $Q_{(i)}$ asignadas al usuario i-ésimo y proporciona aquellos símbolos a uno respectivo de una pluralidad de módulos IFFT 312 (1) a 312(Nu) de tamaño $Q_{(i)}$. Los símbolos se convierten de nuevo al dominio de tiempo por la operación IFFT y luego se proporciona a las unidades de demodulación específicas del usuario 314(1) a 314(Nu).

[0097] Aunque el procedimiento y la arquitectura de receptor para la estimación y ecualización de canal de la presente invención se han ilustrado y descrito con respecto a realizaciones actualmente preferidas de la misma, se entenderá que, sin perjuicio de los principios subyacentes de la invención, los detalles y las realizaciones pueden variar, incluso apreciablemente, con referencia a lo que se ha descrito a modo de ejemplo solamente, sin apartarse del alcance de la invención tal como se define por las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de estimación de canal (**h**(1), **h**(2),..., **h**(Nu)) en un sistema de transmisión de acceso múltiple por reparto de frecuencia con portadora única que incluye una pluralidad de terminales de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}) que transmiten señales (**x**(1), **x**(2),..., **x**(Nu)) a un nodo receptor (BS), en el que cada dicho terminal de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}) tiene asignado un conjunto respectivo de sub-portadoras de transmisión para la transmisión por dicho canal, incluyendo el procedimiento las etapas de:

- asignar a dichos terminales de usuario unas secuencias de señales de prueba respectivas (**r***p*) para la transmisión por dicho canal (**h**(1), **h**(2),..., **h**(Nu)),
- almacenar (400) en dicho nodo receptor (BS) información relativa a los conjuntos respectivos de sub-portadoras de transmisión asignados a dichos terminales de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}) para la transmisión por dicho canal así como los espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas (**r***p*) asignadas a dichos terminales de usuario, **caracterizado por el hecho de que** comprende además las etapas de:

- incluir dichas secuencias de señales de prueba respectivas (**r***p*) en dichas señales (**x**(1), **x**(2),..., **x**(Nu)) transmitidas por dicho canal (**h**(1), **h**(2),..., **h**(Nu)) por dicha pluralidad de terminales de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}) utilizando dichos conjuntos respectivos de sub-portadoras de transmisión asignado a estas, de modo que se produce una señal de prueba combinada en dicho nodo receptor,
- generar (208) en dicho nodo receptor (BS) el espectro discreto de dicha señal de prueba combinada, y
- obtener dicha estimación de canal como un conjunto de contribuciones individuales, obteniéndose cada una de dichas contribuciones como una función de una parte respectiva de dicho espectro discreto de dicha señal de prueba combinada y uno de dichos espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas (***r****p*) asignadas a dichos terminales de usuario (TU_1, TU_2,... TU_{Nu}).

2. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado por el hecho de que** incluye la etapa de obtener dicha estimación de canal mediante la operación de dividir dicho espectro discreto de dicha señal de prueba combinada por dichos espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas (***r****p*) asignadas a dichos terminales de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}).

3. El procedimiento según la reivindicación 2, **caracterizado por el hecho de que** dicha operación de dividir se realiza multiplicando dicho espectro discreto de dicha señal de prueba combinada y el recíproco de dichos espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas (***r****p*) asignadas a dichos terminales de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}).

4. El procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, **caracterizado por el hecho de que** incluye la etapa de utilizar para dichos espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas (***r****p*) y dicho espectro discreto dichas etapas de discretización de frecuencia de señales de prueba combinadas que son idénticas, de modo que la obtención de dicha estimación de canal implica operaciones punto a punto realizadas sobre dicho espectro discreto de dicha señal de prueba combinada y dichos espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas (***r****p*) asignadas a dichos terminales de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}) que tienen etapas de discretización de frecuencias idénticas.

5. El procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, **caracterizado por el hecho de que** incluye las etapas de:

- utilizar para dichos espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas (***r****p*) y dicho espectro discreto de dicha etapas de discretización de frecuencia de señales de prueba combinadas que son múltiplos entre sí, e
- interpolar (214) uno u otro de dichos espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas (***r****p*) y dicho espectro discreto de dicha señal de prueba combinada para obtener mediante interpolación etapas de discretización de frecuencias que son idénticas, de modo que la obtención de dicha estimación de canal implica operaciones punto a punto realizadas sobre dicho espectro discreto de dicha señal de prueba combinada y dichos espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas (***r****p*) asignadas a dichos terminales de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}) con dichas etapas de discretización de frecuencias convertidas en idénticas mediante interpolación (214).

6. A estimador de canal (202) para estimación de canales (**h**(1), **h**(2),..., **h**(Nu)) en un nodo receptor de acceso múltiple por reparto de frecuencia con portadora única (BS) que reciben señales (**x**(1), **x**(2),..., **x**(Nu)) de una pluralidad de terminales de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}) en el que cada dicho terminal de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}) tiene asignado un conjunto respectivo de sub-portadoras de transmisión y unas secuencias de señales de prueba respectivas *(**r**p)* para la transmisión por dicho canal (**h**(1), **h**(2),..., **h**(Nu)), en el que dicho estimador de canal (202) incluye:

- al menos una memoria (400) que tiene almacenada en su interior información relativa a los conjuntos respectivos de sub-portadoras de transmisión asignadas a dichos terminales de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}) para la transmisión

por dicho canal así como los espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas ($\boldsymbol{r}_p$) asignadas a dichos terminales de usuario, **caracterizado por el hecho de que** dicho estimador de canal comprende además:

- un generador de espectro (208) para generar (208) un espectro discreto de una señal de prueba combinada producida en dicho nodo receptor como resultado de la recepción de una pluralidad señales (**x**(1), **x**(2),..., **x**(Nu)) de dichos terminales de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}) que incluyen dichas secuencias de señales de prueba respectivas ($\boldsymbol{r}_p$) transmitidas por dicho canal (**h**(1), **h**(2),..., **h**(Nu)) utilizando dichos conjuntos respectivos de sub-portadoras de transmisión asignado a estas, y

- elementos de procesamiento (209) para obtener dicha estimación de canal como un conjunto de contribuciones individuales, obteniéndose cada una de dichas contribuciones como una función de una parte respectiva de dicho espectro discreto de dicha señal de prueba combinada y uno de dichos espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas ($\boldsymbol{r}_p$) asignadas a dichos terminales de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}).

7. El estimador de canal según la reivindicación 6, **caracterizado por el hecho de que** incluye dichos elementos de procesamiento (209) configurados para obtener dicha estimación de canal mediante la operación de dividir dicho espectro discreto de dicha señal de prueba combinada por dichos espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas ($\boldsymbol{r}_p$) asignadas a dichos terminales de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}).

8. El estimador de canal según la reivindicación 7, **caracterizado por el hecho de que** incluye dichos elementos de procesamiento (209) configurados para realizar dicha operación de dividir multiplicando dicho espectro discreto de dicha señal de prueba combinada y el recíproco de dichos espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas ($\boldsymbol{r}_p$) asignadas a dichos terminales de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}).

9. El estimador de canal según la reivindicación 8, **caracterizado por el hecho de que** incluye dicha al menos una memoria (400) que tiene almacenada en su interior dichos espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas ($\boldsymbol{r}_p$) asignadas a dichos terminales de usuario en la forma del recíproco de dichos espectros discretos.

10. El estimador de canal según la reivindicación 8, **caracterizado por el hecho de que** incluye un conjunto común de multiplicadores (209) para

- realizar dicha operación de dividir multiplicando dicho espectro discreto de dicha señal de prueba combinada y el recíproco de dichos espectros discretos de dichas secuencias de señales de prueba respectivas ($\boldsymbol{r}_p$) asignadas a dichos terminales de usuario (TU_1, TU_2,..., TU_{Nu}), y
- ecualizar (204) dicho canal ((**h**(1), **h**(2),..., **h**(Nu)) multiplicando el espectro discreto de dicha señal de prueba combinada por un conjunto de coeficientes de ecualización.

11. Sistema de transmisión que incluye el estimador de canal según cualquiera de las reivindicaciones 6 a 10.

12. El sistema de transmisión según la reivindicación 11, **caracterizado por el hecho de que** dicho sistema de transmisión es un sistema de transmisión IFDMA.

13. El sistema de transmisión según la reivindicación 11, **caracterizado por el hecho de que** dicho sistema de transmisión es un sistema de transmisión DFT-SOFDM.

14. Producto de programa de ordenador, que se puede cargar en la memoria de al menos un ordenador y que incluye partes de código de software para realizar el procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5.

Fig. 1

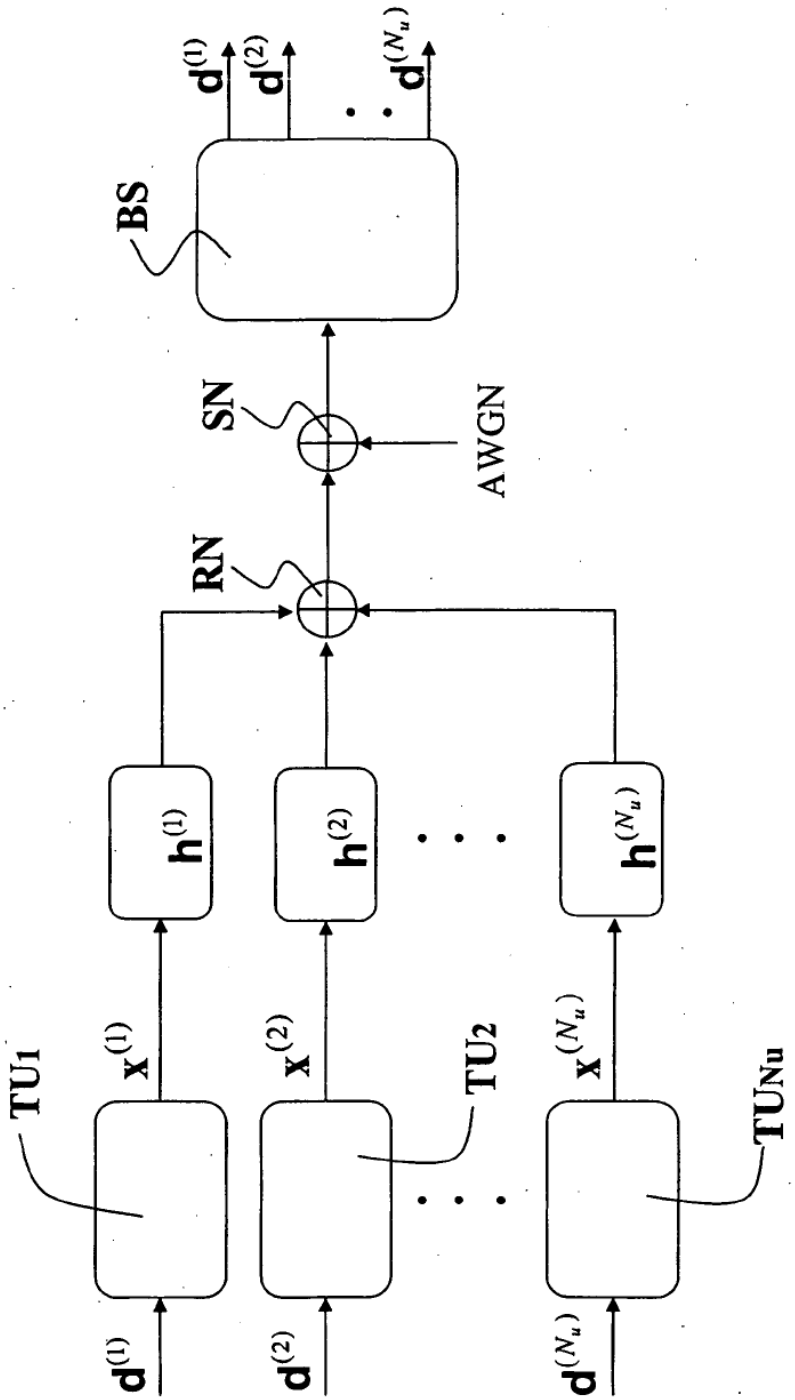
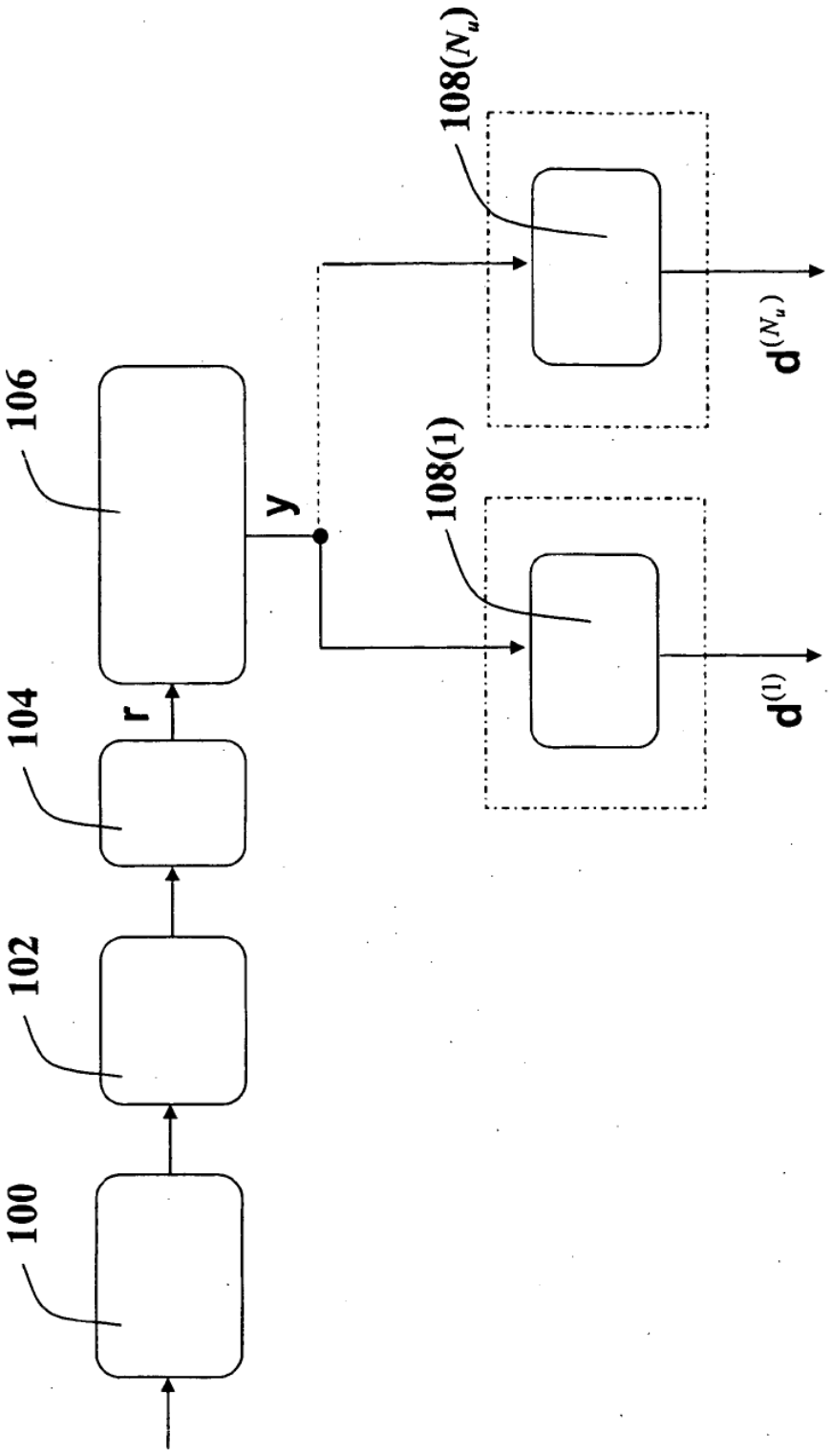


Fig. 2



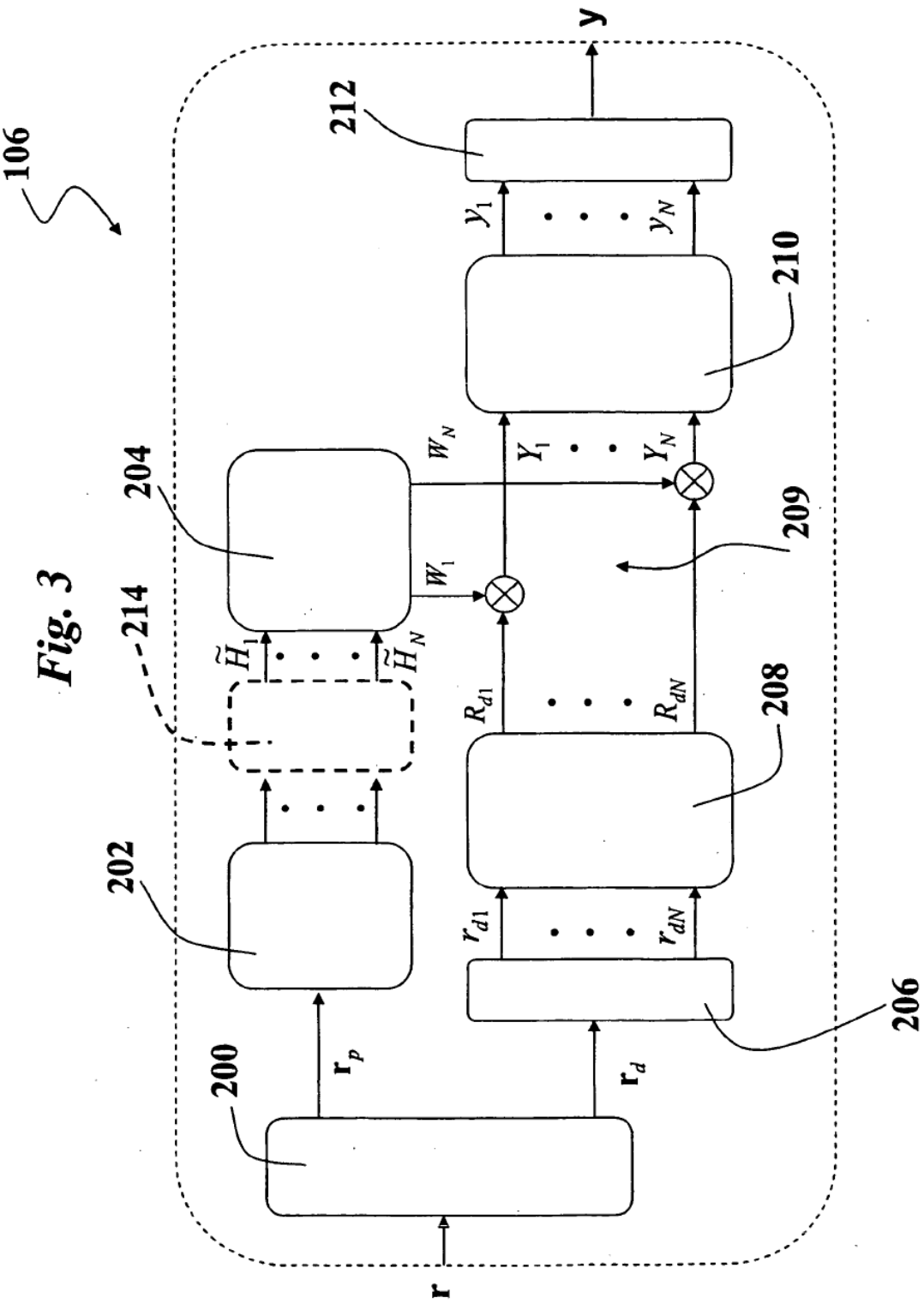

106
y
212
y_1
y_N
210
W_N
Y_1
Y_N
204
209
W_1
214
$\tilde{H}_1$
$\tilde{H}_N$
R_{d1}
R_{dN}
208
202
r_{d1}
r_{dN}
206
200
r_p
r_d
r

Fig. 3

Fig. 4

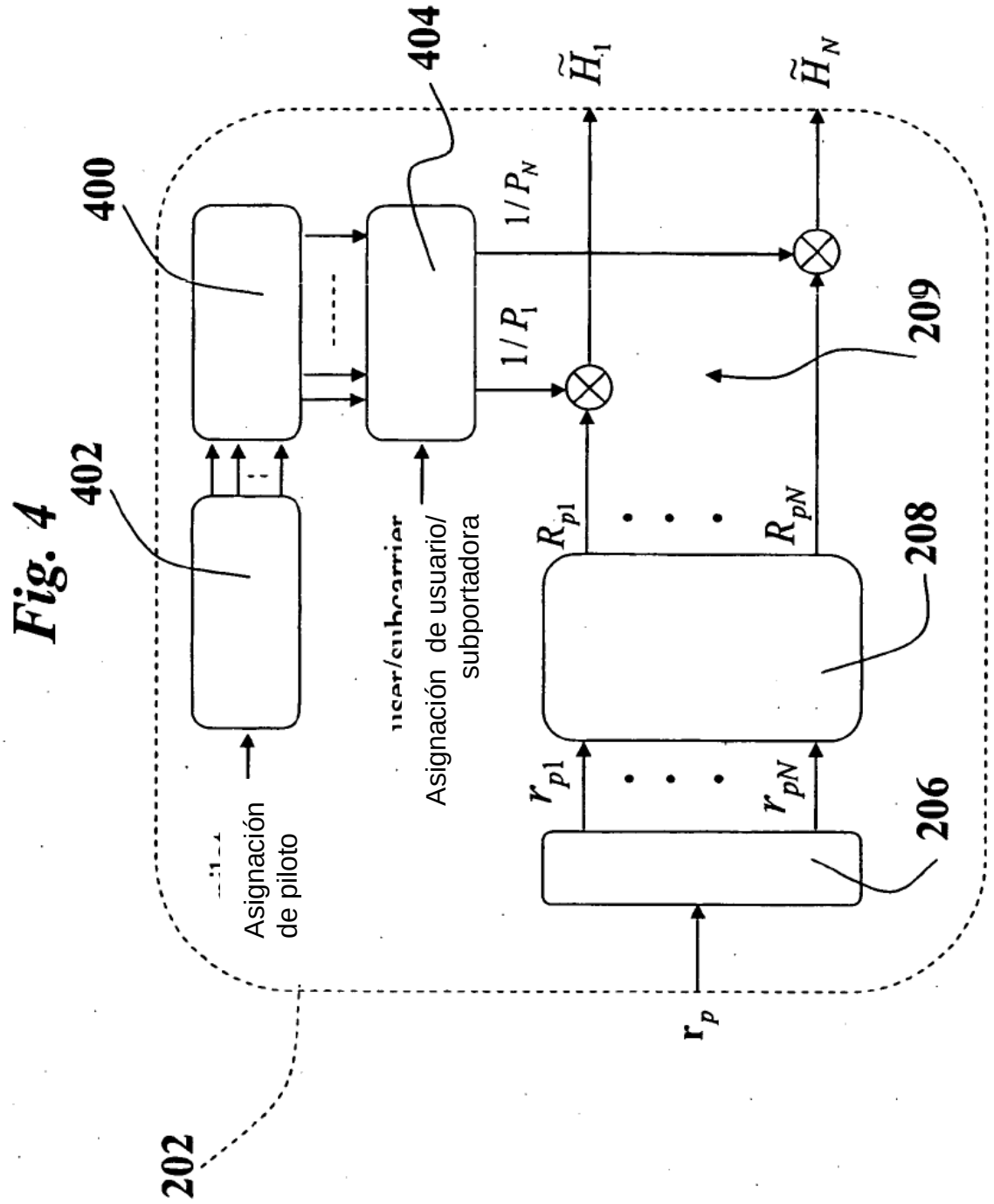

400
402
404
202
206
208
209
Asignación de piloto
Asignación de usuario/ subportadora
$\tilde{H}_1$
$\tilde{H}_N$
$1/P_N$
$1/P_1$
R_{p1}
R_{pN}
r_{p1}
r_{pN}
$\mathbf{r}_p$

Fig. 5

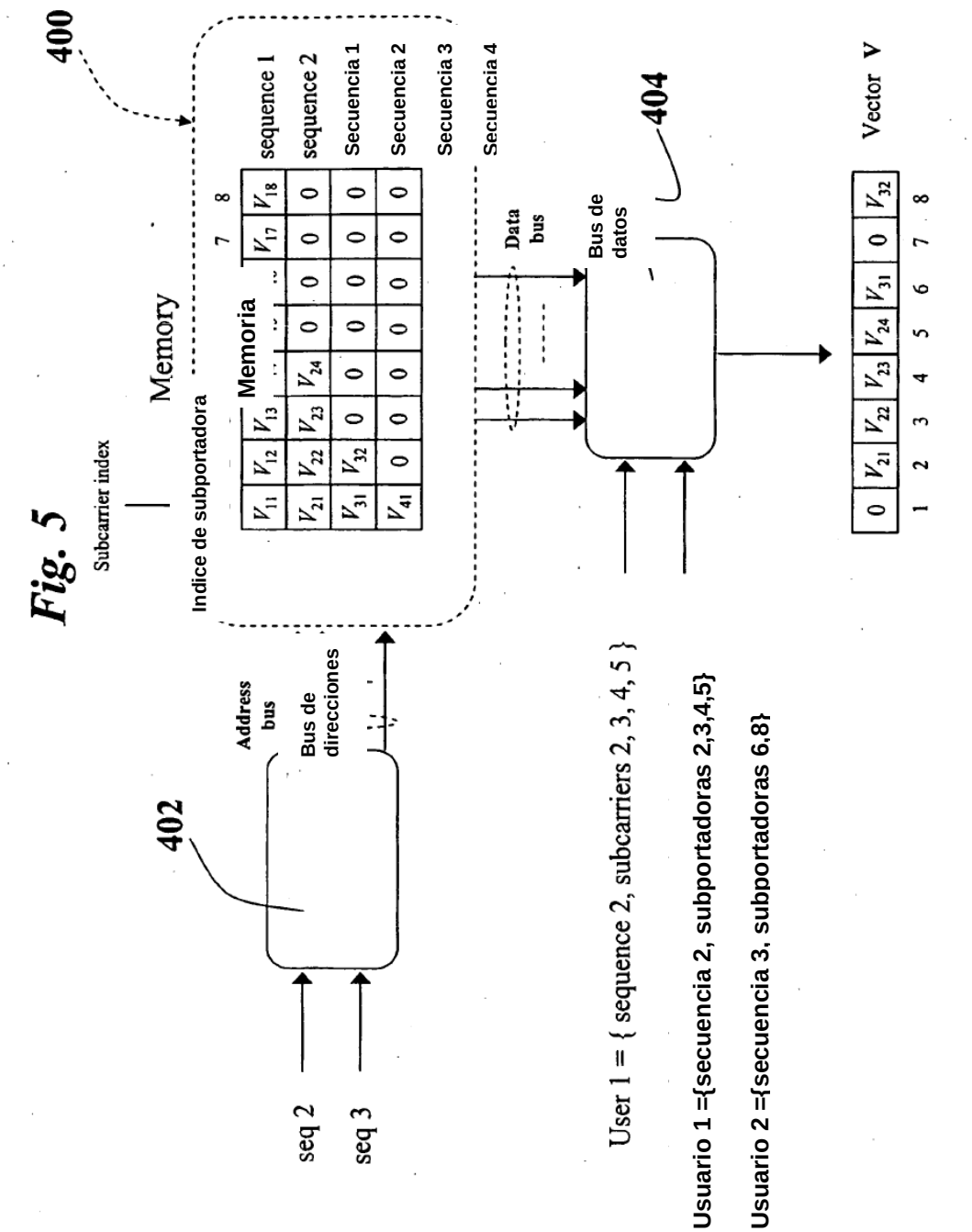
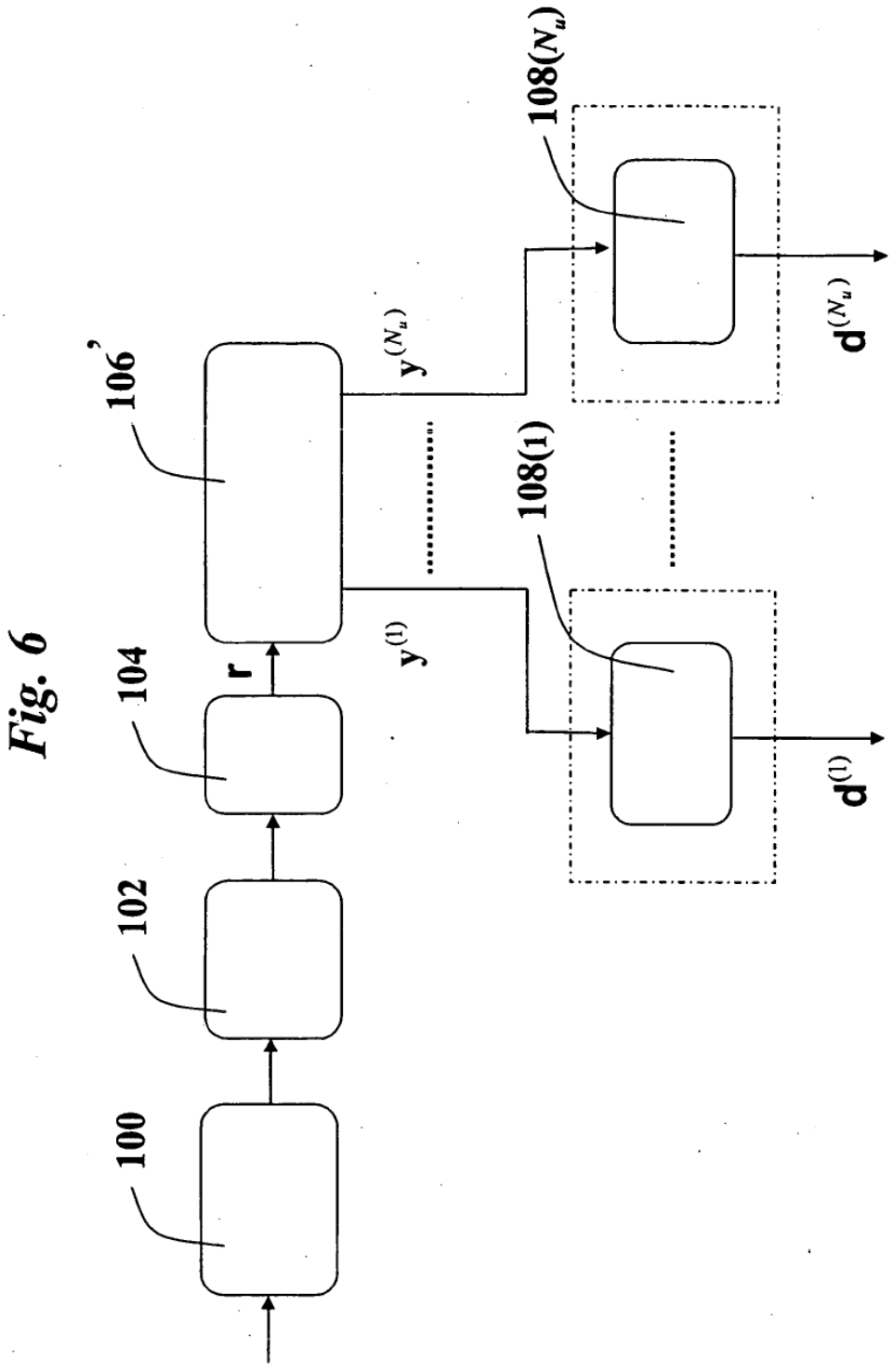

400
Memory
Subcarrier index
Indice de subportadora
Memoria
sequence 1
sequence 2
Secuencia 1
Secuencia 2
Secuencia 3
Secuencia 4
Data bus
Bus de datos
404
402
Address bus
Bus de direcciones
seq 2
seq 3
User 1 = { sequence 2, subcarriers 2, 3, 4, 5 }
Usuario 1 ={secuencia 2, subportadoras 2,3,4,5}
Usuario 2 ={secuencia 3, subportadoras 6,8}
Vector V

Fig. 6



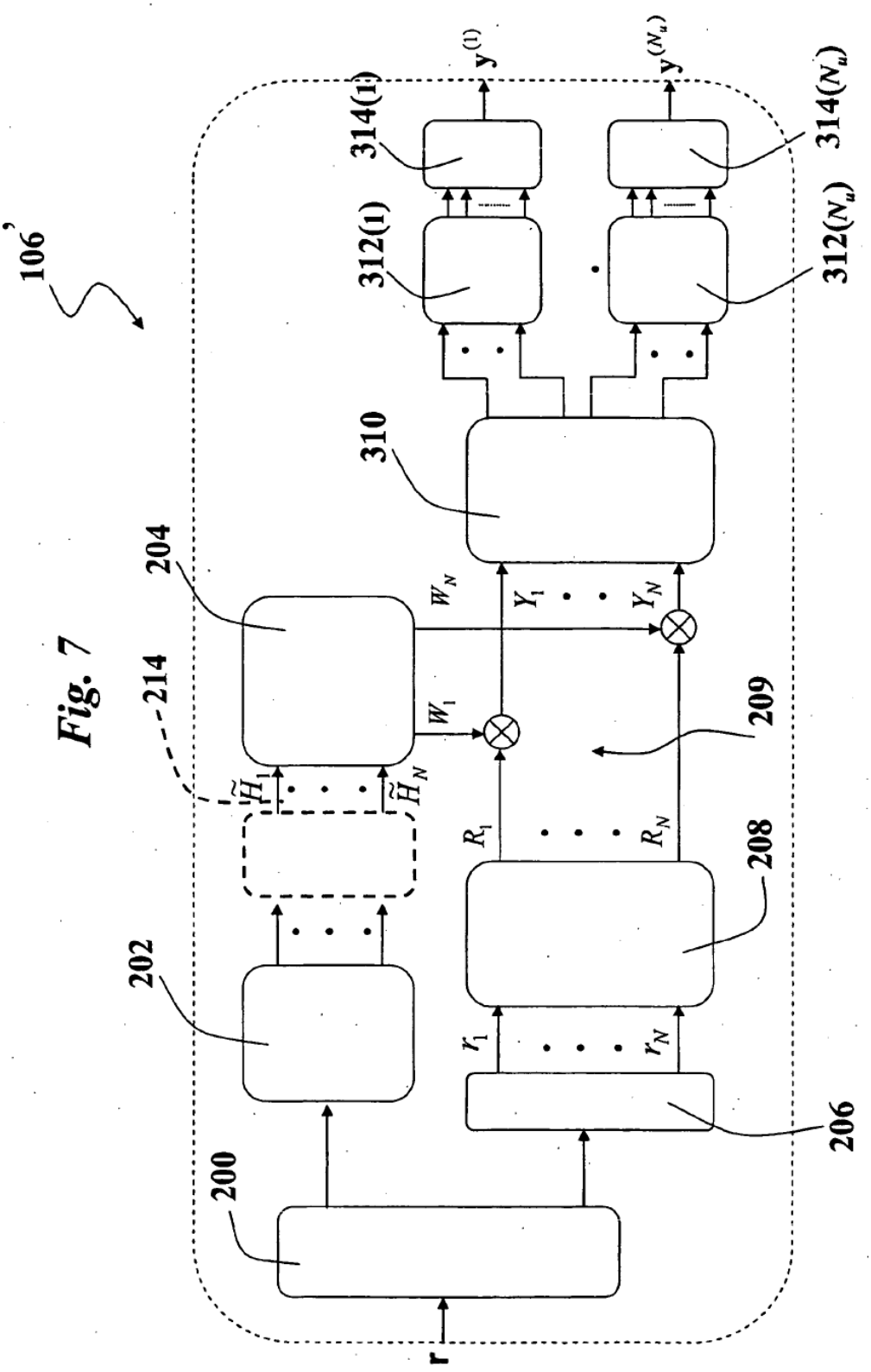

106'
200
202
204
206
208
209
310
312(1)
312(Nu)
314(1)
314(Nu)
214
r
r1
rN
R1
RN
W1
WN
Y1
YN
y(1)
y(Nu)

Fig. 7