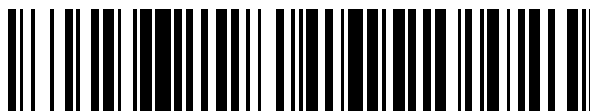


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 774 150**

51 Int. Cl.:

**H04L 25/02** (2006.01)

**H04B 7/04** (2007.01)

**H04B 1/7107** (2011.01)

**H04L 25/03** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **05.11.2007 PCT/US2007/083659**

87 Fecha y número de publicación internacional: **12.06.2008 WO08070377**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **05.11.2007 E 07844883 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **25.12.2019 EP 2095587**

54 Título: **Detección MIMO con cancelación de interferencia de componentes de señal temporizadas**

30 Prioridad:

**06.11.2006 US 864557 P**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**17.07.2020**

73 Titular/es:

**QUALCOMM INCORPORATED (100.0%)  
Attn: International IP Administration, 5775  
Morehouse Drive  
San Diego, California 92121-1714, US**

72 Inventor/es:

**FERNANDEZ-CORBATON, IVAN JESUS;  
BLANZ, JOSEF J. y  
JOETTEN, CHRISTOP ARNOLD**

74 Agente/Representante:

**FORTEA LAGUNA, Juan José**

ES 2 774 150 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

## DESCRIPCIÓN

Detección MIMO con cancelación de interferencia de componentes de señal temporizadas

## 5 ANTECEDENTES

## I. Campo

10 [0001] La presente divulgación se refiere, en general, a las comunicaciones y, más específicamente, a técnicas para recibir una transmisión de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO).

## II. Antecedentes

15 [0002] Una transmisión MIMO es una transmisión desde múltiples (M) antenas de transmisión hasta múltiples (N) antenas de recepción. Por ejemplo, un transmisor puede transmitir simultáneamente M flujos de datos desde las M antenas de transmisión. Estos flujos de datos se distorsionan por el entorno inalámbrico y se degradan aún más por el ruido y la interferencia. Un receptor recibe los flujos de datos transmitidos a través de las N antenas de recepción. La señal recibida desde cada antena receptora contiene versiones escaladas y retardadas de los flujos de datos transmitidos. Los flujos de datos transmitidos se dispersan así entre las N señales recibidas de las N antenas de recepción. El receptor puede entonces procesar las N señales recibidas con un ecualizador de espacio-tiempo para recuperar los flujos de datos transmitidos.

20 [0003] El receptor puede obtener dinámicamente coeficientes para el ecualizador de espacio-tiempo para tener en cuenta las variaciones en las propiedades de señal. Estas propiedades de señal pueden estar relacionadas con estadísticas de canal e interferencia, procesamiento espacio-temporal de los flujos de datos transmitidos, etc. La obtención de los coeficientes de ecualizador es intensa desde el punto de vista computacional. La actualización de estos coeficientes de ecualizador para que coincida con los cambios más rápidos en las propiedades de señal puede dar como resultado un receptor muy complejo. Actualizar estos coeficientes de ecualizador a una velocidad más lenta puede dar como resultado una degradación del rendimiento.

30 [0004] Por lo tanto, existe una necesidad en la técnica de disponer de tecnologías para recibir de manera eficiente una transmisión MIMO.

35 [0005] Se hace referencia al documento WO 02/093784 A1, que se refiere a técnicas para procesar señales recibidas en una unidad receptora en un sistema MIMO para recuperar datos transmitidos, y para procesar datos en una unidad transmisora en base a la información de estado de canal disponible para el canal MIMO. Se usa una técnica de procesamiento de receptor de cancelación para procesar las señales recibidas y realizar una serie de iteraciones para proporcionar flujos de datos descodificados. Para cada iteración, las señales de entrada para la iteración se procesan para proporcionar uno o más flujos de símbolos. Uno de los flujos de símbolos se selecciona y procesa para proporcionar un flujo de datos descodificado. La interferencia debida al flujo de datos descodificado se elimina sustancialmente de las señales de entrada proporcionadas a la siguiente iteración. Las características de canal se estiman y notifican al sistema transmisor y se usan para ajustar el procesamiento de datos antes de la transmisión.

45 [0006] También se hace referencia al documento US 2005/053172 A1, que describe un procedimiento para obtener decisiones de símbolo finales para señales recibidas a través de antenas de recepción que se transmitieron en capas de datos paralelas, usando un mismo código de ensanchamiento desde las antenas de transmisión. El procedimiento incluye la ecualización de espacio-tiempo de las señales recibidas para generar señales de salida de las cuales al menos se elimina sustancialmente la interferencia entre símbolos y se suprime la interferencia entre capas, desensanchando cada una de las señales de salida para generar estimaciones de símbolo flexibles y procesar las estimaciones de símbolo flexibles para obtener decisiones de símbolo finales que tienen en cuenta la interferencia residual entre capas modelada presente en las M señales de salida ecualizadas en el espacio-tiempo.

50 [0007] También se hace referencia a un artículo de Ye (Geoffrey) Li, *et al*, titulado "MIMO-OFDM for Wireless Communications: Signal Detection With Enhanced Channel Estimation", publicado en IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 50, NO. 9 de septiembre de 2002. El artículo describe que se pueden usar múltiples antenas de transmisión y recepción para formar canales de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) para aumentar la capacidad en un factor del número mínimo de antenas de transmisión y recepción. En este artículo, se considera la multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) para canales MIMO (MIMO-OFDM) para la transmisión de banda ancha para mitigar la interferencia entre símbolos y mejorar la capacidad del sistema. El sistema MIMO-OFDM usa dos códigos de espacio-tiempo independientes para dos conjuntos de dos antenas de transmisión. En el receptor, los códigos de espacio-tiempo independientes se descodifican mediante blanqueo previo, seguido de una descodificación de distancia euclidiana mínima basada en la cancelación de interferencias sucesiva. La simulación por ordenador muestra que para los sistemas de cuatro entradas y cuatro salidas que transmiten datos a 4 Mb/s a través de un canal de 25 MHz, las relaciones de señal a ruido (SNR) requeridas para tasas de error de palabras (WER) del 10% y el 1% son 10,5 dB y 13,8 dB, respectivamente, cuando cada palabra de código contiene 500 bits de información y la frecuencia Doppler del canal es de 40 Hz (frecuencia normalizada correspondiente: 0,9%). Aumentar

el número de antenas de recepción mejora el rendimiento del sistema. Cuando el número de antenas de recepción aumenta de cuatro a ocho, las SNR requeridas para una WER del 10% y el 1% se reducen a 4 dB y 6 dB, respectivamente. Por lo tanto, MIMO-OFDM es una técnica prometedora para una transmisión de banda ancha altamente eficiente de manera espectral.

**SUMARIO**

**[0008]** De acuerdo con la presente invención, se proporcionan un procedimiento y un aparato como se exponen en las reivindicaciones independientes. Los modos de realización de la invención se reivindican en las reivindicaciones dependientes.

**[0009]** Aunque se divulgan varios modos de realización y/o ejemplos en esta descripción, la materia objeto para la cual se busca protección se limita estricta y únicamente a aquellos modos de realización y/o ejemplos abarcados por el alcance de las reivindicaciones adjuntas. Los modos de realización y/o ejemplos mencionados en la descripción que no están dentro del alcance de las reivindicaciones son útiles para entender la invención.

**[0010]** En el presente documento se describen técnicas para recibir una transmisión MIMO con cancelación de interferencias sucesiva (SIC). Un receptor puede obtener los datos recibidos para una transmisión MIMO que comprende múltiples tramas. Cada trama puede codificarse por separado mediante un transmisor y puede descodificarse por separado mediante el receptor. En un diseño, el receptor puede procesar los datos recibidos en base a un filtro de sección de entrada [front-end] para obtener datos filtrados. El receptor puede procesar adicionalmente los datos filtrados basándose en al menos una primera matriz de combinación para obtener datos detectados para una primera trama. El receptor puede procesar (por ejemplo, desmodular y descodificar) los datos detectados para la primera trama para obtener datos descodificados para la primera trama. El receptor puede entonces procesar los datos filtrados basándose en al menos una segunda matriz de combinación y los datos descodificados para la primera trama para cancelar la interferencia debida a la primera trama y obtener datos detectados para una segunda trama. El receptor puede procesar los datos detectados para la segunda trama para obtener datos descodificados para la segunda trama.

**[0011]** El filtro de sección de entrada puede procesar componentes de señal no temporizadas [on-time] en los datos recibidos para obtener los datos filtrados. Cada matriz de combinación puede combinar componentes de señal temporizadas en los datos filtrados para un código de canalización diferente para obtener datos detectados para el código de canalización. Las componentes de señal temporizadas y no temporizadas pueden distinguirse en base a un tiempo de transmisión. En el receptor, las componentes de señal temporizadas pueden comprender componentes de señal que hacen referencia a un símbolo deseado que se va a recuperar, así como otros símbolos transmitidos al mismo tiempo que el símbolo deseado. Las componentes de señal no temporizadas pueden comprender componentes de señal que no son componentes de señal temporizadas, tales como componentes de señal que hacen referencia a otros símbolos transmitidos antes y después del símbolo deseado.

**[0012]** Las matrices de combinación pueden ser funciones de procesamiento específico de datos en el transmisor. El procesamiento específico de datos puede basarse en códigos de canalización, matrices de transmisión, ganancias, etc. Un único filtro de sección de entrada se puede obtener y usar para todos los códigos de canalización, mientras que una matriz de combinación diferente se puede obtener para cada código de canalización.

**[0013]** Para una SIC temporizada, la interferencia debida a componentes de señal temporizadas de la primera trama puede estimarse y cancelarse a partir de los datos filtrados. El filtro de sección de entrada puede procesar los datos recibidos una vez para obtener los datos filtrados, y un conjunto diferente de matrices de combinación puede obtenerse para cada trama y usarse para combinar los datos filtrados para obtener los datos detectados para esa trama. Para una SIC completa, la interferencia debida a la primera trama durante un período de tiempo completo del filtro de sección de entrada se puede estimar y cancelar a partir de los datos recibidos para obtener datos de entrada. El filtro de sección de entrada puede actualizarse para la segunda trama, y los datos de entrada pueden procesarse con el filtro de sección de entrada actualizado para obtener datos filtrados para la segunda trama. Se puede obtener un conjunto diferente de matrices de combinación para cada trama y usarse para combinar los datos filtrados para esa trama para obtener los datos detectados para la trama.

**[0014]** La calidad de señal recibida de la primera trama puede estimarse en base a una matriz de transmisión para la primera y segunda trama y un supuesto de no cancelación de interferencia de ninguna trama. La calidad de señal recibida de la segunda trama puede estimarse en base a una matriz de transmisión modificada que tiene una columna correspondiente a la primera trama fijada a cero y un supuesto de cancelación de interferencia debido a las componentes de señal temporizadas de la primera trama.

**[0015]** A continuación, se describen en más detalle diversos aspectos y características de la divulgación.

**BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS**

**[0016]**

La FIG. 1 muestra un diagrama de bloques de un transmisor y un receptor.

La FIG. 2 ilustra una transmisión MIMO-CDM.

5

La FIG. 3 muestra un diagrama de bloques de un modulador CDMA en el transmisor.

La FIG. 4 muestra un diseño del receptor sin SIC.

10

La FIG. 5A muestra un diseño del receptor con una SIC completa.

La FIG. 5B muestra un diseño del receptor con una SIC temporizada.

15

La FIG. 5C muestra otro diseño del receptor con una SIC temporizada.

La FIG. 6 muestra un proceso para recuperar una transmisión MIMO sin SIC.

La FIG. 7 muestra un proceso para recuperar una transmisión MIMO con SIC.

20

## DESCRIPCIÓN DETALLADA

25

**[0017]** Las técnicas de procesamiento de receptor descritas en el presente documento pueden usarse para varios sistemas de comunicación tales como sistemas de Acceso Múltiple por División de Código (CDMA), sistemas de Acceso Múltiple por División de Tiempo (TDMA), sistemas de Acceso Múltiple por División de Frecuencia (FDMA), sistemas FDMA Ortogonales (OFDMA), sistemas FDMA de única portadora (SC-FDMA), etc. Un sistema CDMA utiliza multiplexación por división de código (CDM) y transmite símbolos de modulación en paralelo usando diferentes códigos de canalización. Un sistema CDMA puede implementar una tecnología de radio tal como CDMA de banda ancha (W-CDMA), cdma2000, etc. cdma2000 abarca las normas IS-2000, IS-856 e IS-95. Un sistema TDMA puede implementar una tecnología de radio tal como el Sistema Global de Comunicaciones Móviles (GSM). W-CDMA y GSM se describen en documentos de una organización llamada "Proyecto de Colaboración de Tercera Generación" (3GPP). cdma2000 se describe en documentos de una organización llamada "Proyecto 2 de Colaboración de Tercera Generación" (3GPP2). Los documentos del 3GPP y del 3GPP2 están disponibles para el público. Un sistema OFDMA utiliza multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) y transmite símbolos de modulación en el dominio de frecuencia en subportadoras ortogonales. Un sistema SC-FDMA utiliza multiplexación por división de frecuencia de única portadora (SC-FDM) y transmite símbolos de modulación en el dominio de tiempo en subportadoras ortogonales.

30

35

40

**[0018]** Las técnicas descritas en el presente documento también se pueden usar para transmisiones MIMO en el enlace descendente, así como en el enlace ascendente. El enlace descendente (o enlace directo) se refiere al enlace de comunicación desde las estaciones base hasta los dispositivos inalámbricos, y el enlace ascendente (o enlace inverso) se refiere al enlace de comunicación desde los dispositivos inalámbricos hasta las estaciones base. Para mayor claridad, a continuación se describen técnicas para una transmisión MIMO en un sistema CDMA, que pueden implementar W-CDMA, cdma2000 o alguna otra tecnología de radio CDMA.

45

50

**[0019]** La FIG. 1 muestra un diagrama de bloques de un transmisor 110 y un receptor 150 para una transmisión MIMO. En lo que respecta a la transmisión de enlace descendente, el transmisor 110 es parte de una estación base, y el receptor 150 es parte de un dispositivo inalámbrico. En lo que respecta a la transmisión de enlace ascendente, el transmisor 110 es parte de un dispositivo inalámbrico, y el receptor 150 es parte de una estación base. Una estación base es típicamente una estación fija que se comunica con los dispositivos inalámbricos y también puede denominarse Nodo B, Nodo B evolucionado, punto de acceso, etc. Un dispositivo inalámbrico puede ser estacionario o móvil y también puede denominarse equipo de usuario (UE), estación móvil, terminal, estación, unidad de abonado, etc. Un dispositivo inalámbrico puede ser un teléfono celular, un asistente digital personal (PDA), un módem inalámbrico, un ordenador portátil, un dispositivo manual, etc.

55

60

65

**[0020]** En el transmisor 110, un procesador de datos de transmisión (Proc Datos TX) 112 recibe datos de tráfico y señalización, procesa (por ejemplo, codifica, intercala y correlaciona con símbolos) los datos recibidos y proporciona símbolos de datos. El procesador 112 también genera y multiplexa símbolos piloto con los símbolos de datos. Como se usa en el presente documento, un símbolo de datos es un símbolo para datos de tráfico o señalización, un símbolo piloto es un símbolo para una señal piloto, y un símbolo es típicamente un valor complejo. Los símbolos de datos y los símbolos piloto pueden ser símbolos de modulación de un esquema de modulación tal como PSK o QAM. La señal piloto está compuesta por datos que son conocidos *a priori* tanto por el transmisor como por el receptor. Un procesador MIMO TX 114 realiza un procesamiento espacial o espacio-temporal en los símbolos piloto y de datos como se describe a continuación y proporciona símbolos de salida a múltiples (M) moduladores CDMA 116a a 116m. Cada modulador CDMA 116 procesa sus símbolos de salida como se describe a continuación y proporciona fragmentos de información de salida a una unidad transmisora asociada (TMTR) 118. Cada unidad transmisora 118 procesa (por ejemplo, convierte en analógico, amplifica, filtra y aumenta en frecuencia) sus fragmentos de información de salida y

genera una señal modulada. M señales moduladas de M unidades transmisoras 118a a 118m se transmiten desde M antenas 120a a 120m, respectivamente.

**[0021]** En el receptor 150, múltiples (N) antenas 152a a 152n reciben las señales transmitidas a través de varias trayectorias de propagación en el entorno inalámbrico y proporcionan N señales recibidas a N unidades receptoras (RCVR) 154a a 154n, respectivamente. Cada unidad receptora 154 procesa (por ejemplo, filtra, amplifica, disminuye en frecuencia y digitaliza) su señal recibida y proporciona muestras recibidas a un procesador de canal 156 y a un ecualizador/desmodulador CDMA 160. El procesador 156 obtiene coeficientes para un ecualizador/filtro de sección de entrada y coeficientes para una o más matrices de combinación como se describe posteriormente. La unidad 160 realiza una ecualización en las muestras recibidas con el filtro de sección de entrada, realiza una desmodulación CDMA en las muestras filtradas y proporciona símbolos filtrados. Un procesador MIMO de recepción (RX) 170 combina los símbolos filtrados a través de la dimensión espacial y proporciona símbolos detectados, que son estimaciones de los símbolos de datos transmitidos. Un procesador de datos de RX 172 procesa (por ejemplo, descorrelaciona con símbolos, desintercala y descodifica) los símbolos detectados y proporciona datos descodificados. En general, el procesamiento realizado por el ecualizador/desmodulador CDMA 160, el procesador MIMO de RX 170 y el procesador de datos de RX 172 es complementario al procesamiento realizado por el modulador CDMA 116, el procesador MIMO de TX114 y el procesador de datos de TX 112, respectivamente, en el transmisor 110.

**[0022]** Controladores/procesadores 130 y 180 controlan el funcionamiento de diversas unidades de procesamiento en el transmisor 110 y el receptor 150, respectivamente. Memorias 132 y 182 almacenan datos y códigos de programa para el transmisor 110 y el receptor 150, respectivamente.

**[0023]** La FIG. 2 ilustra una transmisión MIMO-CDM. En CDM se pueden enviar hasta C símbolos simultáneamente a través de una antena de transmisión con C códigos de canalización donde, en general,  $C \geq 1$ . Estos códigos de canalización pueden ser códigos de factor de ensanchamiento variable ortogonal (OVSF) en W-CDMA, códigos Walsh en cdma2000, otros códigos ortogonales o códigos cuasiortogonales, códigos pseudoaleatorios, etc. Cada código de canalización es una secuencia específica de fragmentos de información. El número de fragmentos de información en la secuencia es la longitud o el factor de ensanchamiento del código de canalización. En general, se puede usar cualquier conjunto de uno o más códigos de canalización para cada antena de transmisión, y los códigos de canalización pueden tener los mismos o diferentes factores de ensanchamiento. Por simplicidad, la siguiente descripción supone que los códigos de canalización tienen el mismo factor de ensanchamiento. El mismo conjunto de C códigos de canalización puede reutilizarse para cada una de las M antenas de transmisión. En lo que respecta a MIMO, se pueden enviar hasta M símbolos simultáneamente a través de M antenas de transmisión. Para MIMO-CDM, se pueden enviar simultáneamente hasta C·M símbolos a través de M antenas de transmisión con C códigos de canalización. El procesamiento MIMO se puede realizar por separado para cada uno de los C códigos de canalización. El procesamiento MIMO se realiza a través de la totalidad de M antenas de transmisión para cada código de canalización. El procesamiento CDM se puede realizar por separado para cada una de las M antenas de transmisión. El procesamiento CDM se realiza para la totalidad de C códigos de canalización para cada antena de transmisión.

**[0024]** La FIG. 3 muestra un diagrama de bloques de un modulador CDMA 116 para una antena de transmisión  $m$ , donde  $m \in \{1, \dots, M\}$ . El modulador CDMA 116 se puede usar para cada uno de los moduladores CDMA 116a a 116m en la FIG. 1. El modulador CDMA 116 incluye un procesador de datos 310 para cada código de canalización usado para datos de tráfico y/o señalización y un procesador de señales piloto 320 para señales piloto.

**[0025]** Dentro del procesador de datos 310, un ensanchador 312 ensancha símbolos de salida  $d_{m,c}(s)$  para datos con código de canalización  $c$  que tienen una secuencia de fragmentos de información de  $v_c(k)$ , donde  $s$  es el índice de símbolos y  $k$  es el índice de fragmento de información. Un multiplicador 314 escala la salida del ensanchador 312 con una ganancia  $g_{m,c}$  y proporciona fragmentos de información de datos para el código de canalización  $c$ . Dentro del procesador piloto 320, un ensanchador 322 ensancha símbolos de salida  $d_{m,p}(s)$  para señales piloto con el código de canalización  $p$  para señales piloto. Un multiplicador 324 escala la salida del ensanchador 322 con una ganancia  $g_{m,p}$  y proporciona fragmentos de información piloto. Las ganancias  $g_{m,c}$  y  $g_{m,p}$  determinan la cantidad de potencia de transmisión usada para el código de canalización  $c$  y la señal piloto, respectivamente. Un sumador 330 suma los fragmentos de información de datos y piloto para todos los códigos de canalización. Un aleatorizador 332 multiplica la salida del sumador 330 con una secuencia de aleatorización  $p(k)$  para el transmisor 110 y proporciona fragmentos de información de salida  $y_m(k)$  para la antena de transmisión  $m$ .

**[0026]** En general, se puede usar cualquier número y cualquiera de los C códigos de canalización para cada una de las M antenas de transmisión. En un diseño, se usa el mismo código de canalización para señales piloto para la totalidad de M antenas de transmisión. En otro diseño, se usan M códigos de canalización como señal piloto para las M antenas de transmisión, y los C - M códigos de canalización restantes se pueden reutilizar para cada una de las M antenas de transmisión. La misma secuencia de aleatorización puede usarse para la totalidad de M antenas de transmisión M, como se muestra en la FIG. 3. De forma alternativa, se puede usar una secuencia de aleatorización diferente para cada antena de transmisión. El ensanchamiento y la aleatorización también se pueden realizar de otras maneras.

[0027] El entorno de propagación forma un canal MIMO entre las M antenas de transmisión en el transmisor 110 y las N antenas de recepción en el receptor 150. L símbolos de datos pueden enviarse en paralelo desde las M antenas de transmisión para cada código de canalización, donde  $1 \leq L \leq \min\{M, N\}$ . El receptor 150 puede evaluar el rendimiento (por ejemplo, el caudal de tráfico) del canal MIMO para diferentes valores de L (y, posiblemente, diferentes matrices/vectores de transmisión) y puede seleccionar el valor L (y la matriz/vector de transmisión) que consigue el mejor rendimiento.

[0028] El transmisor 110 puede realizar el procesamiento espacial de transmisor para cada código de canalización c en cada período de símbolo s, como sigue:

$$\mathbf{d}_c(s) = \mathbf{B}_c \mathbf{b}_c(s), \quad \text{para } c = 1, \dots, C, \quad \text{Ec. (1)}$$

donde  $\mathbf{b}_c(s) = [b_{1,c}(s) \ b_{2,c}(s) \ \dots \ b_{L,c}(s)]^T$  es un vector  $L \times 1$  de símbolos de datos,

$\mathbf{B}_c$  es una matriz de transmisión  $M \times L$  para el código de canalización c,

$\mathbf{d}_c(s) = [d_{1,c}(s) \ d_{2,c}(s) \ \dots \ d_{M,c}(s)]^T$  es un vector  $M \times 1$  de símbolos de salida, y "<sup>T</sup>" denota una transposición.

[0029] Cada elemento de  $\mathbf{b}_c(s)$  puede corresponder a un flujo de datos diferente. Los flujos de datos pueden tener diferentes ganancias, en cuyo caso la matriz  $\mathbf{B}_c$  puede tener diferentes normas de columna para diferentes flujos de datos. La ecuación (1) muestra la codificación espacial con  $\mathbf{B}_c$ . También puede realizarse la codificación espacio-temporal tal como, por ejemplo, la diversidad de transmisión espacio-temporal (STTD), pero no se muestra en la ecuación (1).

[0030] Se pueden usar diferentes matrices de transmisión para diferentes modos MIMO, tales como diversidad de transmisión en bucle cerrado (CLTD), control de velocidad por antena (PARC), reutilización de código espacio-temporal en capas de Bell Labs (CRBLAST), matriz adaptativa de doble transmisión (D-TXAA), etc. La Tabla 1 enumera algunos modos MIMO y, para cada modo, proporciona L, M,  $\mathbf{B}_c$  y la fuente de los símbolos de datos. En la Tabla 1,  $\mathbf{B}_{cltd}$  puede ser un vector  $2 \times 1$  seleccionado del conjunto  $\{[1 \ e^{j\pi/4}]^T, [1 \ e^{j3\pi/4}]^T, [1 \ e^{j5\pi/4}]^T, [1 \ e^{j7\pi/4}]^T\}$ .  $\mathbf{B}_{d-txaa}$  puede

$$\left\{ \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\pi/4} & e^{-j3\pi/4} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j3\pi/4} & e^{-j\pi/4} \end{bmatrix} \right\}.$$

ser una matriz  $2 \times 2$  seleccionada del conjunto  $\{\mathbf{I}\}$  es una matriz identidad con unos a lo largo de la diagonal y ceros en el resto de posiciones.

Tabla 1

Modo MIMO	L	M	$\mathbf{B}_c$	Fuente de símbolos de datos
CLTD	1	2	$\mathbf{B}_c = \mathbf{B}_{cltd}$	De un sola trama codificada.
PARC	$L = M$	$\geq 2$	$\mathbf{B}_c = \mathbf{I}$	De L tramas codificadas diferentes.
CRBLAST	$L = M$	$\geq 2$	$\mathbf{B}_c = \mathbf{I}$	De un sola trama codificada.
D-TXAA	$L = M$	$= 2$	$\mathbf{B}_c = \mathbf{B}_{d-txaa}$	De hasta L tramas codificadas.

[0031] Una trama también puede denominarse paquete, bloque de transporte, bloque de datos, palabra de código, flujo, flujo de datos, flujo espacial, etc. Una trama puede codificarse por separado mediante el transmisor 110 y descodificarse por separado mediante el receptor 150.

[0032] El transmisor 110 puede realizar el procesamiento CDMA para cada antena de transmisión m en cada período de símbolo s, como sigue:

$$y_m(k) = \left( \sum_{c=1}^C g_{m,c} \cdot v_c(k \bmod C) \cdot d_{m,c}(k \text{ div } C) \right) \cdot p(k), \quad \text{para } m = 1, \dots, M, \quad \text{Ec. (2)}$$

donde el período de símbolo s correspondiente al período de fragmento de información k viene dado por  $s = k \text{ div } C = \lfloor k/C \rfloor$ . La ganancia  $g_{m,c}$  puede establecerse igual a cero para cada código de canalización que no se usa.

[0033] Si se usan códigos de canalización con diferentes factores de ensanchamiento, el procesamiento CDMA para la antena de transmisión m puede expresarse como:

$$y_m(k) = \left( \sum_{c=1}^{N_{pc}} g_{m,c} \cdot v_c(k \bmod C_c) \cdot d_{m,c}(k \text{ div } C_c) \right) \cdot p(k),$$

donde  $C_c$  es el factor de ensanchamiento del código de canalización  $c$ , y

$N_{pc}$  es el número de códigos de canalización usados para la antena de transmisión  $m$ .

[0034] Por simplicidad, la siguiente descripción supone que los códigos de canalización con factor de ensanchamiento de  $C$  se usan para cada antena de transmisión. En la ecuación (2), el símbolo de salida  $d_{m,c}(s)$  se ensancha con el código de canalización  $c$  que tiene el factor de ensanchamiento  $C$  y se escala mediante la ganancia  $g_{m,c}$  para obtener fragmentos de información de datos. El ensanchamiento se consigue replicando el símbolo de salida  $C$  veces y multiplicando los  $C$  símbolos de salida replicados por los  $C$  fragmentos de información del código de canalización  $c$ . Los fragmentos de información de datos y piloto para la totalidad de  $C$  códigos de canalización se suman y se aleatorizan adicionalmente con la secuencia de aleatorización  $p(k)$  para obtener fragmentos de información de salida  $y_m(k)$  para la antena de transmisión  $m$ . El mismo procesamiento CDMA se realiza para cada una de las  $M$  antenas de transmisión.

[0035] Las muestras recibidas en el receptor 150 en cada periodo de fragmento de información  $k$  pueden expresarse como:

$$\underline{x}(k) = \underline{H} \underline{y}(k) + \underline{n}(k) , \quad \text{Ec. (3)}$$

donde  $\underline{y}(k)$  es un vector  $T \times 1$  de fragmentos de información de salida, donde  $T$  se describe posteriormente,

$\underline{H}$  es una matriz de respuesta de canal  $R \times T$ , donde  $R$  se describe posteriormente,

$\underline{x}(k)$  es un vector  $R \times 1$  de muestras recibidas, y

$\underline{n}(k)$  es un vector de ruido  $R \times 1$ .

[0036] El receptor 150 puede digitalizar la señal recibida desde cada antena de recepción a  $K$  veces la velocidad de fragmento de información, donde  $K$  es una relación de sobremuestreo y, en general,  $K \geq 1$ . En cada período de fragmento de información  $k$ , el receptor 150 puede obtener  $E \cdot K$  muestras de cada receptor 154 y formar  $\underline{x}(k)$  apilando  $N \cdot E \cdot K$  muestras de  $N$  receptores 154a a 154n.  $E$  es la longitud del ecualizador de sección de entrada en el receptor 150, en número de fragmentos de información. En general,  $E \geq 1$  y puede seleccionarse en base a una compensación entre la complejidad del receptor y el rendimiento.  $\underline{x}(k)$  incluye  $R$  muestras recibidas de  $N$  antenas de recepción para  $E$  períodos de fragmento de información, donde  $R = N \cdot E \cdot K$ .

[0037] La matriz  $\underline{H}$  contiene respuestas a impulsos de canal en el dominio de tiempo para todos los pares de antenas de transmisión y recepción. Como se muestra en la FIG. 1, hay un canal de propagación entre cada antena de transmisión y cada antena de recepción, o un total de  $M \cdot N$  canales de propagación entre las  $M$  antenas de transmisión y  $N$  antenas de recepción. Cada canal de propagación tiene una respuesta a impulso particular determinada por el entorno inalámbrico. La respuesta de un canal de única entrada y múltiples salidas (SIMO) entre cada antena de transmisión  $m$  y las  $N$  antenas de recepción puede venir dada por una submatriz  $\underline{H}_m$  de  $R \times T_m$ . El número de filas en  $\underline{H}_m$  está determinado por el número de entradas en  $\underline{x}(k)$ . El número de columnas en  $\underline{H}_m$  está determinado por la longitud de ecualizador  $E$ , así como por el intervalo de tiempo de las respuestas a impulsos entre la antena de transmisión  $m$  y las  $N$  antenas de recepción.  $T_m$  puede obtenerse como se indica a continuación:

$$T_m = \left\lceil E + \max_n \{ \ell_{m,n} \} \right\rceil , \quad \text{Ec. (4)}$$

donde  $\ell_{m,n}$  es el intervalo de tiempo de la respuesta a impulsos entre la antena de transmisión  $m$  y la antena de recepción  $n$ , en número de fragmentos de información, y  $\lceil \cdot \rceil$  denota un operador de techo (*ceiling*).

[0038] La matriz  $\underline{H}$  está compuesta por  $M$  submatrices  $\underline{H}_m$ , para  $m = 1, \dots, M$ , como sigue:

$$\underline{H} = [ \underline{H}_1 \quad \underline{H}_2 \quad \dots \quad \underline{H}_M ] . \quad \text{Ec. (5)}$$

$\underline{H}$  tiene una dimensión de  $R \times T$ , donde  $T = T_1 + T_2 + \dots + T_M$ .

[0039] El vector  $\underline{y}(k)$  está compuesto por  $M$  subvectores  $\underline{y}_m(k)$ , para  $m = 1, \dots, M$ , para las  $M$  antenas de transmisión. Cada subvector  $\underline{y}_m(k)$  incluye  $T_m$  fragmentos de información de salida de una antena de transmisión  $m$  centrada en periodo de fragmento de información  $k$ . El vector  $\underline{y}(k)$  y el subvector  $\underline{y}_m(k)$  se pueden expresar como:

$$\underline{\mathbf{y}}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1(k) \\ \mathbf{y}_2(k) \\ \vdots \\ \mathbf{y}_M(k) \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad \underline{\mathbf{y}}_m(k) = \begin{bmatrix} y_m(k - \lfloor T_m/2 - 1 \rfloor) \\ \vdots \\ y_m(k) \\ \vdots \\ y_m(k + \lceil T_m/2 - 1 \rceil) \end{bmatrix}. \quad \text{Ec. (6)}$$

[0040] La ecuación (3) también se puede expresar como:

$$\underline{\mathbf{x}}(k) = \sum_{m=1}^M \underline{\mathbf{H}}_m \underline{\mathbf{y}}_m(k) + \underline{\mathbf{n}}(k). \quad \text{Ec. (7)}$$

[0041] Para el modelo mostrado en la ecuación (7), en cada período de fragmento de información  $k$ ,  $T_m$  fragmentos de información de salida se envían desde cada antena de transmisión  $m$  y a través de un canal SIMO con una respuesta de  $\underline{\mathbf{H}}_m$  a las  $N$  antenas de recepción. Las muestras recibidas en  $\underline{\mathbf{x}}(k)$  incluyen contribuciones de la totalidad de  $M$  antenas de transmisión.  $\underline{\mathbf{x}}(k)$ ,  $\underline{\mathbf{y}}(k)$  y  $\underline{\mathbf{H}}$  pueden ser relativamente grandes. Como ejemplo, con  $M=2$ ,  $N=2$ ,  $K=2$ ,  $E=20$ ,  $T=48$  y  $R=80$ ,  $\underline{\mathbf{y}}(k)$  sería un vector  $48 \times 1$ ,  $\underline{\mathbf{H}}$  sería una matriz  $80 \times 48$ , y  $\underline{\mathbf{x}}(k)$  sería un vector  $80 \times 1$ .

[0042] Se puede suponer que el ruido es un vector aleatorio complejo estacionario con

$$E \{ \underline{\mathbf{n}}(k) \} = \underline{\mathbf{0}}, \quad \text{y} \quad \text{Ec. (8)}$$

$$E \{ \underline{\mathbf{n}}(k) \underline{\mathbf{n}}^H(k) \} = \underline{\mathbf{R}}_{nn}, \quad \text{Ec. (9)}$$

donde  $E \{ \}$  es una operación de expectativa,  $\underline{\mathbf{0}}$  es un vector de todo ceros,  $\underline{\mathbf{R}}_{nn}$  es una matriz de covarianza de ruido  $R \times R$ , y " $H$ " denota una transposición conjugada. Las ecuaciones (8) y (9) indican que el ruido tiene una media cero y una matriz de covarianza de  $\underline{\mathbf{R}}_{nn}$ .

[0043] El receptor 150 puede recuperar los símbolos de datos en  $\underline{\mathbf{b}}_c(s)$  para cada código de canalización  $c$  filtrando las muestras recibidas en  $\underline{\mathbf{x}}(k)$  con un banco de  $L$  filtros para el código de canalización  $c$  y luego desensanchando y desaleatorizando las muestras filtradas, de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \hat{\underline{\mathbf{b}}}_c(s) &= \frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \underline{\mathbf{W}}_c^H \underline{\mathbf{x}}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \\ &= \underline{\mathbf{W}}_c^H \left( \frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} [\underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{y}}(k) + \underline{\mathbf{n}}(k)] \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \right) \\ &= \underline{\mathbf{W}}_c^H [\underline{\mathbf{H}} \underline{\Theta}_c(s) + \underline{\mathbf{n}}_c(s)] \\ &= \underline{\mathbf{W}}_c^H \underline{\chi}_c(s) \end{aligned} \quad \text{Ec. (10)}$$

donde



$$\underline{\Theta}_c(s) = \left( \frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \underline{\mathbf{y}}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \right), \quad \text{Ec. (11)}$$

$$\underline{\mathbf{n}}_c(s) = \left( \frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \underline{\mathbf{n}}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \right), \quad \text{Ec. (12)}$$

$$\underline{\chi}_c(s) = \left( \frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \underline{\mathbf{x}}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \right) = \underline{\mathbf{H}} \underline{\Theta}_c(s) + \underline{\mathbf{n}}_c(s), \quad \text{Ec. (13)}$$

$\underline{\mathbf{W}}_c$  es un filtro general  $R \times L$  para el código de canalización  $c$ ,

5  $\underline{\mathbf{b}}_c(s)$  es un vector  $L \times 1$  de símbolos detectados y es una estimación de  $\underline{\mathbf{b}}_c(s)$ , y "\*" denota un conjugado complejo.

[0044]  $\underline{\Theta}_c(s)$  es un vector  $T \times 1$  de símbolos desensanchados para el código de canalización  $c$  y se obtiene en base a los fragmentos de información transmitidos.  $\underline{\mathbf{n}}_c(s)$  es un vector de ruido  $R \times 1$  para el código de canalización  $c$  después de la desaleatorización y el desensanchamiento.  $\underline{\mathbf{n}}_c(s)$  conserva las estadísticas de  $\underline{\mathbf{n}}(k)$ , que son independientes del código de canalización  $c$ .  $\underline{\chi}_c(s)$  es un vector  $R \times 1$  de símbolos desensanchados para el código de canalización  $c$  y se obtiene en base a las muestras recibidas.  $\underline{\mathbf{W}}_c$  incluye el banco de  $L$  filtros para el código de canalización  $c$ . La ecuación (10) indica que el procesamiento con  $\underline{\mathbf{W}}_c$  puede realizarse de manera equivalente en los símbolos desensanchados en  $\underline{\chi}_c(s)$  en lugar de las muestras recibidas en  $\underline{\mathbf{x}}(k)$ .

15 [0045] El filtro  $\underline{\mathbf{W}}_c$  puede ser un filtro de Weiner, que puede obtenerse como:

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{W}}_c &= E \{ \underline{\chi}_c(s) \underline{\chi}_c^H(s) \}^{-1} \cdot E \{ \underline{\chi}_c(s) \underline{\mathbf{b}}_c^H(s) \} \\ &= \underline{\mathbf{F}} \underline{\Delta}_c, \end{aligned} \quad \text{Ec. (14)}$$

donde

$$\underline{\mathbf{F}} = \underline{\tilde{\mathbf{R}}}^{-1} \underline{\tilde{\mathbf{H}}}, \quad \text{Ec. (15)}$$

$$\underline{\Delta}_c = \underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{B}}_c (\underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{B}}_c^H \underline{\mathbf{G}}_c \underline{\tilde{\mathbf{H}}}^H \underline{\tilde{\mathbf{R}}}^{-1} \underline{\tilde{\mathbf{H}}} \underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{B}}_c)^{-1}, \quad \text{Ec. (16)}$$

$$\underline{\tilde{\mathbf{R}}} = \underline{\mathbf{H}} \underline{\tilde{\Gamma}} \underline{\mathbf{H}}^H + \underline{\mathbf{R}}_{nn}, \quad \text{Ec. (17)}$$

$$\underline{\tilde{\Gamma}} = E \{ \underline{\Theta}_c(s) \underline{\Theta}_c^H(s) \} - E \{ \underline{\Theta}_c(s) \underline{\mathbf{b}}_c^H(s) \} E \{ \underline{\Theta}_c(s) \underline{\mathbf{b}}_c^H(s) \}^H, \quad \text{Ec. (18)}$$

$\underline{\tilde{\mathbf{H}}}$  es una matriz  $R \times M$  que contiene  $M$  columnas "temporizadas" de  $\underline{\mathbf{H}}$ , y

25  $\underline{\mathbf{G}}_c$  es una matriz de ganancia  $M \times M$  para el código de canalización  $c$ .

[0046] En la ecuación (15),  $\underline{\mathbf{F}}$  es una matriz  $R \times M$  relativamente grande que no depende del código de canalización. En la ecuación (16),  $\underline{\Delta}_c$  es una pequeña matriz  $M \times L$  que contiene todas las matrices dependientes de código en  $\underline{\mathbf{W}}_c$ . La obtención de las ecuaciones (14) a (18) se describe en detalle en la solicitud de patente estadounidense comúnmente asignada con el número de serie 11/564.261, titulada "Multi-Stage Receiver for Wireless Communication [Receptor de múltiples fases para la comunicación inalámbrica]", presentada el 28 de noviembre de 2006.

[0047] Las ecuaciones (10) a (18) indican que el procesamiento en el receptor 150 puede realizarse en dos fases. La primera fase filtra las muestras recibidas  $\underline{\mathbf{x}}(k)$  con el filtro de sección de entrada  $\underline{\mathbf{F}}$ , que no depende del código de canalización, y desensancha y desaleatoriza adicionalmente las muestras filtradas para obtener símbolos filtrados. Se puede usar un único filtro de sección de entrada para todos los códigos de canalización. La segunda fase combina los símbolos filtrados con la matriz de combinación  $\underline{\Delta}_c$  para cada código de canalización  $c$  para obtener símbolos

detectados para ese código de canalización. El filtro de sección de entrada y las matrices de combinación pueden actualizarse por separado a la misma velocidad o velocidades diferentes.

5 **[0048]** El procesamiento de receptor de múltiples fases se puede realizar de varias maneras. En la siguiente descripción, se supone que los símbolos piloto se envían con una matriz de transmisión de  $\underline{\mathbf{B}}_c = \mathbf{I}$  y que usan el mismo código de canalización  $p$  para cada una de las  $M$  antenas de transmisión. También se supone que los símbolos piloto no están correlacionados o son ortogonales, de modo que  $E \{ \underline{\mathbf{b}}_p(s) \underline{\mathbf{b}}_p^H(s) \} = \mathbf{I}$ , donde  $\underline{\mathbf{b}}_p(s)$  es un vector  $M \times 1$  de símbolos piloto enviados desde las  $M$  antenas de transmisión en el período de símbolo  $s$ .

10 **[0049]** En un diseño de receptor, el filtro de sección de entrada  $\underline{\mathbf{F}}$  se obtiene y se usa para la primera fase (por ejemplo, para el bloque 160 en la FIG. 1), y la matriz de combinación  $\underline{\Delta}_c$  se calcula para cada código de canalización y se usa para la segunda fase (por ejemplo, para el bloque 170 en la FIG. 1).

15 **[0050]** Para una capacitación a nivel de símbolo, se puede obtener un filtro en base a símbolos piloto desensanchados usando el criterio de mínimos cuadrados, de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{W}}_p = [E \{ \underline{\chi}_p(s) \underline{\chi}_p^H(s) \}]^{-1} E \{ \underline{\chi}_p(s) \underline{\mathbf{b}}_p^H(s) \}, \quad \text{Ec. (19)}$$

donde  $\underline{\chi}_p(s)$  es un vector  $R \times 1$  de símbolos piloto desensanchados, y

$\underline{\mathbf{W}}_p$  es una matriz de filtro  $R \times M$  obtenida en base a símbolos piloto.

20 **[0051]**  $\underline{\mathbf{W}}_p$  puede obtenerse con capacitación a nivel de símbolo de la siguiente manera. Los símbolos piloto desensanchados  $\underline{\chi}_p(s)$  se pueden obtener a partir de las muestras recibidas como se muestra en la ecuación (13), aunque con el código de canalización piloto  $p$  en lugar del código de canalización  $c$ . Un producto externo  $R \times R$   $\underline{\chi}_p(s) \underline{\chi}_p^H(s)$  puede calcularse y promediarse con respecto a un número suficiente de símbolos piloto. Un producto externo  $R \times M$   $\underline{\chi}_p(s) \underline{\mathbf{b}}_p^H(s)$  también se puede calcular y promediar.  $\underline{\mathbf{W}}_p$  puede entonces calcularse en base a los dos productos externos promediados.

30 **[0052]** Para la capacitación a nivel de fragmento de información, un filtro se puede obtener en base a las muestras recibidas usando el criterio de mínimos cuadrados, de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{W}}_p = [E \{ \underline{\mathbf{x}}(k) \underline{\mathbf{x}}^H(k) \}]^{-1} E \{ \underline{\mathbf{x}}(k) \underline{\mathbf{b}}_p^H(s) \cdot v_p(k) \cdot p(k) \}, \quad \text{Ec. (20)}$$

35 donde  $\underline{\mathbf{b}}_p(s) \cdot v_p(k) \cdot p(k)$  es un vector  $M \times 1$  de fragmentos de información piloto obtenidos ensanchando y aleatorizando los símbolos piloto.

40 **[0053]**  $\underline{\mathbf{W}}_p$  puede obtenerse con capacitación a nivel de fragmento de información de la siguiente manera. Un producto externo  $\underline{\mathbf{x}}(k) \underline{\mathbf{x}}^H(k)$  de  $R \times R$  puede calcularse en base a las muestras recibidas y promediarse con respecto a un número suficiente de símbolos piloto. Un producto externo  $R \times M$   $\underline{\mathbf{x}}(k) \underline{\mathbf{b}}_p^H(s) \cdot v_p(k) \cdot p(k)$  también se puede calcular y promediar.  $\underline{\mathbf{W}}_p$  puede entonces calcularse en base a los dos productos externos promediados.  $\underline{\mathbf{W}}_p$  también puede obtenerse en base a mínimos cuadrados recursivos (RLS), mínimos cuadrados en bloque, o algunas otras técnicas conocidas en la técnica.

45 **[0054]** El filtro de sección de entrada  $\underline{\mathbf{F}}$  puede obtenerse de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{F}} = \underline{\mathbf{W}}_p (\underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{P}}_p) \underline{\mathbf{G}}_p^{-1}, \quad \text{Ec. (21)}$$

donde

$$\underline{\mathbf{P}}_p = \underline{\mathbf{G}}_p \tilde{\underline{\mathbf{H}}}^H \tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{-1} \tilde{\underline{\mathbf{H}}} \underline{\mathbf{G}}_p, \quad \text{Ec. (22)}$$

$\underline{\mathbf{G}}_p$  es una matriz de ganancia  $M \times M$  para la señal piloto.

55 **[0055]** La matriz de combinación  $\underline{\Delta}_c$  se puede obtener de la siguiente manera:

$$\underline{\Delta}_c = \underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{B}}_c (\underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{B}}_c^H \underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{G}}_p^{-1} \underline{\mathbf{P}}_p \underline{\mathbf{G}}_p^{-1} \underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{B}}_c)^{-1}. \quad \text{Ec. (23)}$$

**[0056]** Como se muestra en la ecuación (23), la matriz de combinación  $\underline{\Delta}_c$  para cada código de canalización  $c$  puede obtenerse en base a  $\underline{\mathbf{P}}_p$ , matrices de ganancia  $\underline{\mathbf{G}}_p$  y  $\underline{\mathbf{G}}_c$  para señales piloto y datos, y una matriz de transmisión  $\underline{\mathbf{B}}_c$

5 para el código de canalización  $c$ .  $\underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{G}}_p^{-1}$  también se conoce como una relación tráfico-símbolo piloto y puede ser conocida (por ejemplo, a través de señalización) o estimarse por el receptor. Normalmente, basta con estimar la relación tráfico-símbolo piloto  $\underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{G}}_p^{-1}$ , y no es necesario estimar  $\underline{\mathbf{G}}_p$  y  $\underline{\mathbf{G}}_c$  por separado.

**[0057]** El receptor 150 puede recuperar los símbolos de datos en  $\underline{\mathbf{b}}_c(s)$  como sigue:

$$\hat{\underline{\mathbf{b}}}_c(s) = \underline{\Delta}_c^H \left( \frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \underline{\mathbf{F}}^H \underline{\mathbf{x}}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \right), \text{ o} \quad \text{Ec. (24)}$$

$$\hat{\underline{\mathbf{b}}}_c(s) = \underline{\Delta}_c^H \underline{\mathbf{F}}^H \frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \underline{\mathbf{x}}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* . \quad \text{Ec. (25)}$$

**[0058]** En la ecuación (24), el receptor 150 puede filtrar las muestras recibidas  $\underline{\mathbf{x}}(k)$  con el filtro de sección de entrada  $\underline{\mathbf{F}}$ , a continuación desensanchar y desaleatorizar las muestras filtradas para cada código de canalización  $c$ , y a continuación combinar los símbolos filtrados para cada código de canalización con la matriz de combinación  $\underline{\Delta}_c$ . En la ecuación (25), el receptor 150 puede desensanchar y desaleatorizar las muestras recibidas para cada código de canalización  $c$ , a continuación filtrar los símbolos desensanchados para cada código de canalización con el filtro de sección de entrada  $\underline{\mathbf{F}}$ , y a continuación combinar los símbolos filtrados para cada código de canalización  $c$  con la matriz de combinación  $\underline{\Delta}_c$ .

**[0059]** En otro diseño de receptor,  $\underline{\mathbf{W}}_p$  se usa como filtro de sección de entrada para la primera fase. Una matriz de combinación  $\underline{\mathbf{D}}_c$  se calcula para cada código de canalización  $c$  y se usa para la segunda fase.

**[0060]** Los símbolos filtrados obtenidos con  $\underline{\mathbf{W}}_p$  pueden expresarse como:

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{z}}_c(s) &= \underline{\mathbf{W}}_p^H \underline{\chi}_c(s) \\ &= \underline{\mathbf{A}}_c \underline{\mathbf{b}}_c(s) + \underline{\mathbf{n}}_c(s) \end{aligned} \quad \text{Ec. (26)}$$

donde

$$\underline{\mathbf{A}}_c = \underline{\mathbf{W}}_p^H \underline{\tilde{\mathbf{H}}} \underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{B}}_c = \underline{\mathbf{A}}_p \underline{\mathbf{G}}_p^{-1} \underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{B}}_c , \quad \text{Ec. (27)}$$

$$\underline{\mathbf{A}}_p = \underline{\mathbf{W}}_p^H \underline{\tilde{\mathbf{H}}} \underline{\mathbf{G}}_p , \text{ y} \quad \text{Ec. (28)}$$

$\underline{\mathbf{z}}_c(s)$  es un vector  $M \times 1$  de símbolos filtrados para el código de canalización  $c$ .

**[0061]** Los símbolos de datos en  $\underline{\mathbf{b}}_c(s)$  se pueden obtener como sigue:

$$\hat{\underline{\mathbf{b}}}_c(s) = \underline{\mathbf{D}}_c^H \underline{\mathbf{z}}_c(s) , \quad \text{Ec. (29)}$$

donde  $\underline{\mathbf{D}}_c$  es una matriz de combinación  $M \times L$  para el código de canalización  $c$ .

**[0062]** La matriz de combinación  $\underline{\mathbf{D}}_c$  se puede obtener en base al criterio de error cuadrático medio mínimo (MMSE), como sigue:

$$\underline{\mathbf{D}}_c = (\underline{\mathbf{A}}_c \underline{\mathbf{A}}_c^H + \underline{\mathbf{R}}_{nn,c})^{-1} \underline{\mathbf{A}}_c , \quad \text{Ec. (30)}$$

donde

$$\mathbf{R}_{nn,p} = \frac{1}{P} \cdot \sum_{s=s_0}^{s_0+P-1} \mathbf{z}_p(s) \mathbf{z}_p^H(s) - \mathbf{P}_p \mathbf{P}_p^H . \quad \text{Ec. (31)}$$

**[0063]** Como se muestra en la ecuación (27), la matriz  $\mathbf{A}_c$  de  $M \times L$  puede calcularse para cada código de canalización  $c$  en base a (i) la matriz  $\mathbf{A}_p$  estimada a partir de símbolos o fragmentos de información piloto y aplicable a todos los

5 códigos de canalización y (ii) la relación tráfico-señales piloto  $\mathbf{G}_p^{-1} \mathbf{G}_c$  y la matriz de transmisión  $\mathbf{B}_c$  que es específica para el código de canalización  $c$ . Como se muestra en la ecuación (30), la matriz de combinación  $\mathbf{D}_c$  puede calcularse para cada código de canalización  $c$  en base a (i) la matriz de covarianza de ruido  $\mathbf{R}_{nn,p}$  que es aplicable a todos los códigos de canalización y (ii) la matriz  $\mathbf{A}_c$  calculada para el código de canalización  $c$ .

10 **[0064]** La matriz de combinación  $\mathbf{D}_c$  también se puede estimar para cada código de canalización  $c$  como sigue:

$$\mathbf{R}_{zz} = E \left\{ \frac{1}{C} \cdot \sum_{c=1}^C \mathbf{z}_c(s) \mathbf{z}_c^H(s) \right\} , \quad y \quad \text{Ec. (32)}$$

$$\mathbf{D}_c = \mathbf{R}_{zz}^{-1} \mathbf{A}_c , \quad \text{Ec. (33)}$$

donde  $\mathbf{R}_{zz}$  es una matriz de covarianza  $M \times M$  para  $\mathbf{z}_c(s)$ .

15 **[0065]** El receptor 150 puede recuperar los símbolos de datos en  $\mathbf{b}_c(s)$  como sigue:

$$\hat{\mathbf{b}}_c(s) = \mathbf{D}_c^H \left( \frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \mathbf{W}_p^H \mathbf{x}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \right) , \quad \text{Ec. (34)}$$

$$\hat{\mathbf{b}}_c(s) = \mathbf{D}_c^H \mathbf{W}_p^H \frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \mathbf{x}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* . \quad \text{Ec. (35)}$$

20 **[0066]** En la ecuación (34), el receptor 150 puede filtrar las muestras recibidas  $\mathbf{x}(k)$  con el filtro de sección de entrada  $\mathbf{W}_p$ , a continuación desensanchar y desaleatorizar las muestras filtradas para cada código de canalización  $c$ , y a continuación combinar los símbolos filtrados para cada código de canalización con la matriz de combinación  $\mathbf{D}_c$ . En la ecuación (35), el receptor 150 puede desensanchar y desaleatorizar las muestras recibidas para cada código de canalización  $c$ , a continuación filtrar los símbolos desensanchados para cada código de canalización con el filtro de sección de entrada  $\mathbf{W}_p$ , y a continuación combinar los símbolos filtrados para cada código de canalización  $c$  con la matriz de combinación  $\mathbf{D}_c$ .

30 **[0067]** En ambos diseños de receptor descritos anteriormente, el filtro de sección de entrada  $\mathbf{F}$  o  $\mathbf{W}_p$  pueden ser considerados como un ecualizador para las dimensiones "de trayectoria múltiple" de las señales recibidas. La matriz de combinación  $\mathbf{A}_c$  o  $\mathbf{D}_c$  opera en los símbolos filtrados del filtro de sección de entrada y puede considerarse un procesamiento adecuado para las dimensiones temporizadas de las señales recibidas. El procesamiento de receptor también se puede realizar en múltiples fases de otras maneras.

35 **[0068]** El receptor 150 puede estimar la calidad de señal recibida, que se puede cuantificar mediante una relación de señal a interferencia y ruido (SINR) o algún otro parámetro. Los símbolos detectados en la ecuación (29) pueden expresarse como:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{b}}_c(s) &= \mathbf{D}_c^H \mathbf{A}_c \mathbf{b}_c(s) + \mathbf{D}_c^H \mathbf{n}_c(s) \\ &= \mathbf{L}_c^H \mathbf{b}_c(s) + \mathbf{w}_c(s) \end{aligned} \quad \text{Ec. (36)}$$

40 donde  $\mathbf{L}_c^H = \mathbf{D}_c^H \mathbf{A}_c$  y  $\mathbf{w}_c(s) = \mathbf{D}_c^H \mathbf{n}_c(s)$ ,

$\mathbf{R}_{nn,c} = E \{ \mathbf{n}_c(s) \mathbf{n}_c^H(s) \}$  es la covarianza de  $\mathbf{n}_c(s)$ , y

$\mathbf{R}_{ww,c} = \mathbf{D}_c^H \mathbf{R}_{nn,c} \mathbf{D}_c$  es la covarianza de  $\mathbf{w}_c(s)$ .

[0069] La SINR del elemento  $\ell$ -ésimo de  $\hat{\mathbf{h}}_c(s)$ ,  $b_{\ell,c}(s)$ , puede expresarse como:

$$\text{SINR } \{b_{\ell,c}(s)\} = \frac{|L_c(\ell, \ell)|^2}{R_{ww,c}(\ell, \ell) + \sum_{i=1, i \neq \ell}^L |L_c(\ell, i)|^2}, \quad \text{Ec. (37)}$$

5

donde  $L_c(\ell, i)$  es el elemento  $(\ell, i)$ -ésimo de  $\mathbf{L}_c$ , y

$R_{ww,c}(\ell, \ell)$  es el elemento  $(\ell, \ell)$ -ésimo de  $\mathbf{R}_{ww,c}$ .

10 [0070] La SINR  $\{b_{\ell,c}(s)\}$  es la SINR del flujo de datos  $\ell$ -ésimo enviado con el código de canalización  $c$  y se puede usar para seleccionar una velocidad de transferencia de datos para ese flujo de datos. La SINR para cada código de canalización  $c$  depende de la matriz de transmisión  $\mathbf{B}_c$  usada para ese código de canalización. El receptor 150 puede determinar la SINR para diferentes matrices de transmisión posibles y seleccionar la matriz de transmisión con la SINR más alta. El receptor 150 puede enviar información de retroalimentación al transmisor 110. Esta información de retroalimentación puede comprender la matriz de transmisión seleccionada para cada código de canalización, la SINR o la velocidad de transferencia de datos para cada código de canalización, una SINR o velocidad de transferencia de datos promedio para todos los códigos de canalización, etc.

20 [0071] El transmisor 110 puede enviar  $L$  tramas codificadas o flujos de datos al receptor 150 usando cualquiera de los modos MIMO mostrados en la Tabla 1. El receptor 150 puede realizar una detección MIMO lineal en dos fases: filtrado de sección de entrada en una fase y combinación en otra fase, como se describe anteriormente. El receptor 150 puede obtener símbolos detectados para la totalidad de  $L$  tramas a partir de la detección MIMO lineal y puede procesar estos símbolos detectados para recuperar las  $L$  tramas.

25 [0072] El receptor 150 también puede realizar la detección MIMO con SIC. En este caso, el receptor 150 puede realizar una detección MIMO lineal y a continuación procesar los símbolos detectados para recuperar una trama. Si la trama se descodifica correctamente, entonces el receptor 150 puede estimar y cancelar la interferencia debida a esta trama. El receptor 150 puede entonces repetir el mismo procesamiento para la siguiente trama. Cada trama que se recupera posteriormente puede experimentar menos interferencia y, por lo tanto, observar una SINR más alta.

30 [0073] En cuanto a la SIC, las  $L$  tramas enviadas simultáneamente en una transmisión MIMO pueden conseguir diferentes SINR. La SINR de cada trama puede depender de (i) la SINR de esa trama con detección MIMO lineal y (ii) el orden particular en el que se recuperan las  $L$  tramas. Se puede determinar un indicador de calidad de canal (CQI) para cada trama en función de la SINR conseguida por esa trama. Las CQI para las  $L$  tramas pueden calcularse teniendo en cuenta el hecho de que la trama recuperada no se beneficiará, en primer lugar, de la SIC, mientras que cada trama recuperada posteriormente puede beneficiarse de la SIC.

[0074] El receptor 150 puede realizar las siguientes tareas para la detección MIMO con SIC:

40 1. Estimar continuamente las velocidades de transferencia de datos admitidas para las  $L$  tramas y generar y enviar notificaciones de CQI apropiadas, y

45 2. Cuando el receptor 150 está planificado para la transmisión de datos y se envían múltiples tramas simultáneamente, realizar la detección MIMO con cancelación de cada trama descodificada correctamente.

[0075] Las dos tareas descritas anteriormente pueden suponer una relación tráfico-señales piloto particular  $\mathbf{G}_c \mathbf{G}_p^{-1}$  que es aplicable al receptor 150 cuando está planificado para la transmisión de datos. Esta relación tráfico-señales piloto se puede usar para obtener las matrices de combinación y estimar las SINR. Para simplificar, la siguiente descripción supone que cada trama se envía con una columna de la matriz de transmisión  $\mathbf{B}_c$  de  $M \times L$ .

50 [0076] En un diseño, el receptor 150 puede realizar una SIC completa, que es la estimación y cancelación de interferencia en todo o gran parte del intervalo de tiempo del filtro de sección de entrada. En cuanto a una SIC completa, el receptor 150 puede descodificar correctamente la trama 1 primero y a continuación puede estimar la interferencia debida a la trama 1 codificando, modulando, ensanchando y aleatorizando la trama descodificada 1 de la misma manera realizada por el transmisor 110 para obtener fragmentos de información de salida transmitidos para la trama 1. A continuación, el receptor 150 puede convolucionar los fragmentos de información de salida con la matriz de respuesta de canal para estimar la interferencia debida a la trama 1, como sigue:

$$\mathbf{i}_1(k) = \hat{\mathbf{H}} \mathbf{y}_1(k), \quad \text{Ec. (38)}$$

60

donde  $\mathbf{y}_1(k)$  es un vector  $T \times 1$  de fragmentos de información de salida para la trama 1,

$\hat{\mathbf{H}}$  es una matriz de estimación de canal  $R \times T$ , que es una estimación de  $\mathbf{H}$ , e

5  $\mathbf{i}_1(k)$  es un vector  $R \times 1$  de interferencia debida a la trama 1.

[0077] A continuación, el receptor 150 puede cancelar la interferencia debida a la trama 1, como sigue:

$$\mathbf{x}_1(k) = \mathbf{x}(k) - \mathbf{i}_1(k) , \quad \text{Ec. (39)}$$

10 donde  $\mathbf{x}_1(k)$  es un vector  $R \times 1$  de muestras de entrada, que son estimaciones de las muestras recibidas con la trama 1 no transmitida.

15 [0078] A continuación, el receptor 150 puede procesar las muestras de entrada  $\mathbf{x}_1(k)$  de la misma manera que las muestras recibidas  $\mathbf{x}(k)$  para recuperar otra trama 2. En cuanto a la trama 2, el receptor 150 puede volver a calcular el filtro de sección de entrada  $\mathbf{F}$  o  $\mathbf{W}_p$  en base a las muestras de entrada  $\mathbf{x}_1(k)$  y, a continuación, puede filtrar las muestras de entrada con el nuevo filtro de sección de entrada para obtener símbolos filtrados. El receptor 150 también puede volver a calcular la matriz de combinación  $\mathbf{A}_c$  o  $\mathbf{D}_c$  para cada código de canalización  $c$  y, a continuación, combinar los símbolos filtrados con la nueva matriz de combinación para obtener los símbolos detectados para el código de canalización  $c$  para la trama 2.

20 [0079] En cuanto a una SIC completa, cada trama está asociada a un filtro de sección de entrada y un conjunto de matrices de combinación, que pueden obtenerse específicamente para esa trama. El orden particular en el que se recuperan las  $L$  tramas puede afectar al filtro de sección de entrada y las matrices de combinación para cada trama. Por ejemplo, si se envían dos tramas 1 y 2, entonces el filtro de sección de entrada y las matrices de combinación para cada trama pueden ser diferentes dependiendo de si la trama 1 se recupera antes que la trama 2, o viceversa. Además, la elección de la matriz de transmisión  $\mathbf{B}_c$  también es pertinente. El filtro de sección de entrada calculado después de la cancelación de interferencia puede ser diferente para diferentes matrices de transmisión debido a las estadísticas de señal modificadas.

30 [0080] En cuanto a la notificación de CQI, es deseable estimar las SINR de las  $L$  tramas para reflejar cualquier ganancia resultante de la cancelación de interferencias. La SINR de cada trama con detección MIMO lineal puede estimarse en función de símbolos piloto y una suposición acerca de la relación tráfico-señales piloto. La estimación de SINR puede ser relativamente precisa para la trama recuperada primero, que no se beneficia de la SIC. Sin embargo, la estimación de SINR para cada trama recuperada posteriormente puede no ser precisa, ya que los beneficios de la SIC solo pueden determinarse cuando se produce realmente la cancelación de interferencias, que solo se puede realizar cuando el receptor 150 está planificado para la transmisión de datos. El receptor 150 puede estimar continuamente la SINR y notificar la CQI mientras que la transmisión de datos puede ocurrir esporádicamente. Por lo tanto, es deseable estimar la SINR con la mayor precisión posible, incluso cuando no se ha producido la transmisión de datos.

35 [0081] El receptor 150 puede estimar las SINR de las  $L$  tramas de varias maneras. En un primer diseño, el receptor 150 puede estimar la SINR de cada trama a través del cálculo paramétrico del filtro de sección de entrada y suponiendo la cancelación completa de cada trama recuperada. En un segundo diseño, el receptor 150 puede estimar la SINR de cada trama cancelando solamente componentes conocidas de las señales recibidas, por ejemplo, la señal piloto. Este diseño puede proporcionar un límite inferior en las SINR alcanzables. En un tercer diseño, el receptor 150 puede estimar la SINR de cada trama cancelando solamente componentes de señal temporizadas de tramas recuperadas anteriores, si las hay, como se describe a continuación. El receptor 150 puede realizar una cancelación completa cuando se recibe una transmisión de datos. El tercer diseño puede proporcionar un límite inferior más alto en las SINR alcanzables que el segundo diseño.

50 [0082] En otro diseño, el receptor 150 puede realizar una SIC temporizada, que es la estimación y cancelación de interferencias debidas a componentes de señal temporizadas de cada trama recuperada. En cuanto a una SIC temporizada, el receptor 150 puede descodificar correctamente la trama 1 en primer lugar y, a continuación, puede estimar la interferencia debida a la trama 1 codificando y modulando la trama descodificada 1 para obtener símbolos de datos reconstruidos para la trama 1. A continuación, el receptor 150 puede estimar la interferencia debida a la trama 1 basándose en los símbolos de datos reconstruidos. El receptor 150 puede restar la interferencia estimada de los símbolos filtrados y, a continuación, procesar los símbolos resultantes para obtener símbolos detectados para otra trama 2.

60 [0083] En cuanto a una SIC temporizada, el receptor 150 puede filtrar las muestras recibidas con el filtro de sección de entrada solo una vez para obtener símbolos filtrados para la totalidad de  $L$  tramas. El receptor 150 puede realizar la cancelación de interferencia en los símbolos filtrados (en lugar de las muestras recibidas), lo que puede simplificar en gran medida el procesamiento de receptor. Para cada trama subsiguiente, el receptor 150 puede volver a calcular

la matriz de combinación  $\underline{\Delta}_c$  o  $\underline{D}_c$  para cada código de canalización  $c$  en base a los símbolos filtrados y los símbolos de datos reconstruidos para la trama que acaba de descodificarse.

5 **[0084]** Para simplificar, la siguiente descripción supone que se envían dos tramas simultáneamente en una transmisión MIMO. El análisis puede extenderse a cualquier número de tramas. El receptor 150 puede recuperar primero la trama 1 como se describe anteriormente. En cuanto a la trama 2, los símbolos disponibles para recuperar la trama 2 pueden expresarse como:

$$\underline{\tilde{z}}_c(s) = \begin{bmatrix} \underline{z}_c(s) \\ \bar{b}_{c,1}(s) \end{bmatrix}, \quad \text{Ec. (40)}$$

10

donde  $\bar{b}_{c,1}(s)$  es un símbolo de datos reconstruido para la trama descodificada 1, y

$\underline{\tilde{z}}_c(s)$  es un vector  $(M+1) \times 1$  de símbolos disponibles para recuperar la trama 2.

15 **[0085]** Se puede obtener un vector de combinación para la trama 2 en base al criterio MMSE, como sigue:

$$\underline{d}_{c,2} = [E \{ \underline{\tilde{z}}_c(s) \underline{\tilde{z}}_c^H(s) \}]^{-1} E \{ \underline{\tilde{z}}_c(s) b_{c,2}^*(s) \}, \quad \text{Ec. (41)}$$

20 donde  $\underline{d}_{c,2}(s)$  es un vector de combinación  $(M+1) \times 1$  para la trama 2. Un vector de combinación puede considerarse una matriz de combinación con una columna.

**[0086]** Si se envían dos tramas simultáneamente, entonces  $\underline{A}_c = [\underline{a}_{c,1} \ \underline{a}_{c,2}]$ . El vector de combinación para la trama 2 puede obtenerse como sigue:

25

$$\underline{d}_{c,2} = \begin{bmatrix} E \{ \underline{z}_c(s) \underline{z}_c^H(s) \} & \underline{a}_{c,1} \\ \underline{a}_{c,1}^H & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \underline{a}_{c,2} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad \text{Ec. (42)}$$

**[0087]** La mayoría de los términos en la ecuación (42) pueden estar disponibles en el procesamiento de la trama 1.

30 En particular,  $E \{ \underline{z}_c(s) \underline{z}_c^H(s) \}$  se puede obtener como se muestra en la ecuación (32).  $\underline{a}_{c,2}$  se puede obtener a partir de la segunda columna de  $\underline{A}_c$ , que se puede derivar como se muestra en la ecuación (27).  $\underline{a}_{c,1}$  se puede obtener a partir de la primera columna de  $\underline{A}_c$ . Sin embargo, dado que los símbolos de datos reconstruidos para la trama 1 están disponibles, se puede obtener un  $\underline{a}_{c,1}$  mejorado de la siguiente manera:

$$\underline{a}_{c,1} = E \left\{ \frac{1}{C} \cdot \sum_{c=1}^C \underline{z}_c(s) \bar{b}_{c,1}^*(s) \right\}. \quad \text{Ec. (43)}$$

35 **[0088]** Los símbolos detectados  $\hat{b}_{c,2}(s)$  para la trama 2 se pueden obtener como sigue:

$$\hat{b}_{c,2}(s) = \underline{d}_{c,2}^H \underline{\tilde{z}}_c(s). \quad \text{Ec. (44)}$$

40 **[0089]** La ecuación (44) combina los símbolos filtrados y los símbolos de datos reconstruidos para la trama 1 en base al vector de combinación  $\underline{d}_{c,2}(s)$  para obtener los símbolos detectados para la trama 2. La ecuación (44) realiza esencialmente la estimación y cancelación de interferencia, así como la detección MIMO lineal. La ecuación (44) puede descomponerse como sigue.

45 **[0090]** La interferencia debida a la trama 1 se puede estimar como sigue:

$$i_{c,1}(s) = -d_{c,M+1} \bar{b}_{c,1}(s), \quad \text{Ec. (45)}$$

donde  $d_{c,M+1}$  es un escalar/peso para estimar la interferencia debida a la trama descodificada 1, e

50  $i_{c,1}(s)$  es la interferencia temporizada debida a la trama 1.

$d_{c,M+1}$  es el último elemento del vector de combinación  $\underline{d}_{c,2}(s)$  y se obtiene en base a los símbolos filtrados, así como los símbolos de datos reconstruidos para la trama 1.

[0091] La detección MIMO para la trama 2 se puede expresar como sigue:

$$\tilde{b}_{c,2}(s) = \tilde{\mathbf{d}}_{c,2}^H \mathbf{z}_c(s) , \quad \text{Ec. (46)}$$

5 donde  $\tilde{\mathbf{d}}_{c,2}(s)$  es un vector  $M \times 1$  que contiene los  $M$  primeros elementos de vector de combinación  $\mathbf{d}_{c,2}(s)$ , y  $\tilde{b}_{c,2}(s)$  es un símbolo obtenido para la trama 2.

[0092] Los símbolos detectados  $\hat{b}_{c,2}(s)$  para la trama 2 se pueden obtener como sigue:

$$10 \quad \hat{b}_{c,2}(s) = \tilde{b}_{c,2}(s) - i_{c,1}(s) . \quad \text{Ec. (47)}$$

[0093] En cuanto a una SIC temporizada, solo las componentes de señal temporizadas se ven afectadas por la cancelación de interferencias, y las características de múltiples trayectorias de las muestras recibidas después de la cancelación de interferencias permanecen sin cambios. Esto significa que se puede usar el mismo filtro de sección de entrada  $\mathbf{E}$  o  $\mathbf{W}_p$  para cada trama, y todos los cambios en el filtro óptimo  $\mathbf{W}_c$  se pueden incorporar en la matriz de combinación. Solo la matriz de combinación  $\mathbf{A}_c$  o  $\mathbf{D}_c$  que opera en el símbolo sincronizado se ve afectada por la cancelación de interferencias. Esto es cierto independientemente de la matriz de transmisión  $\mathbf{B}_c$  y el orden en que se recuperan las  $L$  tramas. La matriz de combinación  $\mathbf{A}_c$  o  $\mathbf{D}_c$  puede recalcularse para cada código de canalización de cada trama y usarse para combinar los símbolos filtrados para ese código de canalización de esa trama.

[0094] En cuanto a la notificación de CQI, es deseable poder estimar la SINR conseguida por cada trama recuperada posteriormente usando técnicas paramétricas que no implican la descodificación y cancelación reales de cada trama recuperada anteriormente. Esto se debe a que las tramas no se envían al receptor 150 a menos que el receptor esté planificado para la transmisión de datos. En cuanto a la estimación de SINR, la SINR de cada trama puede estimarse fijando a cero la columna de  $\mathbf{B}_c$  para cada trama recuperada. Por ejemplo, si se envían dos tramas, entonces la SINR de la primera trama recuperada 1 se puede calcular usando  $\mathbf{B}_c = [\mathbf{b}_1 \ \mathbf{b}_2]$ , por ejemplo, como se muestra en las ecuaciones (36) y (37). La SINR de la segunda trama recuperada 2 puede calcularse usando  $\mathbf{B}_{c,2} = [\mathbf{0} \ \mathbf{b}_2]$ , que es una matriz de transmisión que refleja la cancelación hipotética de la trama 1.

[0095] La técnica de estimación de SINR descrita anteriormente puede permitir que el receptor 150 estime fácilmente las ganancias de cancelación de interferencia para diferentes matrices de transmisión  $\mathbf{B}_c$  y/o diferentes órdenes de recuperación de las  $L$  tramas. Por ejemplo, el receptor 150 puede estimar la SINR de la trama 1 recuperada en primer lugar (usando  $\mathbf{B}_c = [\mathbf{b}_1 \ \mathbf{b}_2]$ ) y la SINR de la trama 2 recuperada en segundo lugar (usando  $\mathbf{B}_{c,2} = [\mathbf{0} \ \mathbf{b}_2]$ ), que refleja la cancelación de la interferencia de la trama 1. El receptor 150 también puede estimar la SINR de la trama 2 recuperada en primer lugar (usando  $\mathbf{B}_c = [\mathbf{b}_1 \ \mathbf{b}_2]$ ) y la SINR de la trama 1 recuperada en segundo lugar (usando  $\mathbf{B}_{c,1} = [\mathbf{b}_1 \ \mathbf{0}]$ ), que refleja la cancelación de la interferencia de la trama 2. El receptor 150 también puede evaluar diferentes matrices de transmisión que se pueden usar para la transmisión de datos. El receptor 150 puede determinar una matriz de transmisión específica y un orden de recuperación específico que dé como resultado el mejor rendimiento, por ejemplo, en términos de caudal de tráfico global o de velocidad de transferencia de datos para la totalidad de  $L$  tramas. El receptor 150 puede enviar esta información al transmisor 110 para ayudar con la transmisión de datos al receptor.

[0096] Debido a que el filtro de sección de entrada es constante con una SIC temporizada, una estimación de SINR robusta puede ser posible incluso cuando el receptor 150 no está planificado para la transmisión de datos. La SINR de cada trama puede estimarse simplemente recalculando la matriz de combinación  $\mathbf{D}_c$  en base a la matriz de transmisión para esa trama. Dado que la carga computacional puede ser baja, puede ser práctico evaluar diferentes matrices de transmisión y órdenes de recuperación para determinar la matriz de transmisión y/o un orden de recuperación diferente que dan como resultado el mejor rendimiento.

[0097] La estimación de la SINR de cada trama recuperada posteriormente basada en la SIC temporizada puede hacer que la métrica de rendimiento de la última trama recuperada solo dependa linealmente de la potencia de transmisión asignada a los códigos de canalización usados para la transmisión de datos. Esto se debe a que (i) las propiedades estadísticas de la interferencia de múltiples trayectorias siguen siendo las mismas independientemente del código de canalización y la asignación de potencia, suponiendo que se usa la misma potencia total, y (ii) todas las contribuciones de interferencia temporizadas desaparecen. La parte (ii) es verdadera porque (a) la interferencia debida a cada trama recuperada en los mismos códigos de canalización se cancela y (b) la interferencia de otros códigos de canalización se suprime debido a la ortogonalidad de los códigos de canalización cuando se alinea el tiempo. Esta dependencia lineal de la métrica de rendimiento de la potencia de transmisión asignada puede permitir al transmisor 110 escalar las SINR notificadas por el receptor 150 mediante la potencia de transmisión real usada para una trama si la potencia supuesta para la estimación de SINR es diferente de la potencia usada para la transmisión de datos.

[0098] La SIC temporizada puede proporcionar un rendimiento mejorado sobre la no cancelación de interferencias. Además, la SIC temporizada puede ser mucho menos intensa desde el punto de vista computacional que la SIC



completa. La SIC temporizada también puede permitir una estimación de SINR constante, lo que puede mejorar el rendimiento.

5 **[0099]** La FIG. 4 muestra un diagrama de bloques de un receptor 150a, que es un diseño del receptor 150 de la FIG. 1. En este diseño, el filtrado de sección de entrada se realiza antes de la desmodulación CDMA. Un ecualizador/desmodulador CDMA 160a, que es un diseño del bloque 160 en la FIG. 1, incluye un ecualizador/filtro de sección de entrada 410 y un desmodulador CDMA 420. El desmodulador CDMA 420 incluye C desaleatorizadores/desensanchadores 422a a 422C para hasta C códigos de canalización usados para datos de tráfico. Un procesador MIMO de RX 170a, que es un diseño del bloque 170 en la FIG. 1, incluye C combinadores 432a a 432C para hasta C códigos de canalización usados para datos de tráfico.

15 **[0100]** Dentro de un procesador de canal 156a, que es un diseño del bloque 156 en la FIG. 1, un estimador de temporización 442 determina la temporización de las señales recibidas. La unidad 442 puede estimar las respuestas a impulsos de canal y/o los perfiles de retardo de potencia para diferentes antenas y puede determinar el centro de gravedad de las respuestas a impulsos de canal y/o de los perfiles de retardo de potencia. La unidad 442 puede entonces determinar la temporización de las señales recibidas en base al centro de gravedad.

20 **[0101]** Una unidad de cálculo de coeficientes 444 obtiene coeficientes para el filtro  $\underline{W}_p$  en base a las muestras recibidas, por ejemplo, como se muestra en la ecuación (20). La unidad 444 también puede obtener  $\underline{W}_p$  en base a los RLS, mínimos cuadrados en bloque o alguna otra técnica. La información de temporización de la unidad 442 se puede usar para la capacitación, por ejemplo, para alinear los fragmentos de información piloto generados localmente con las muestras recibidas. La unidad 444 proporciona  $\underline{W}_p$  al filtro de sección de entrada 410.

25 **[0102]** El filtro 410 realiza una ecualización/un filtrado de sección de entrada en las muestras recibidas  $\underline{x}(k)$  con  $\underline{W}_p$  y proporciona muestras filtradas. Dentro del desmodulador CDMA 420, cada unidad 422 desensancha y desaleatoriza las muestras filtradas para un código de canalización diferente y proporciona símbolos filtrados  $\underline{z}_c(s)$  para ese código de canalización.

30 **[0103]** Una unidad 446 desensancha y desaleatoriza las muestras filtradas para el código de canalización piloto  $p$ . Las unidades 422 y 446 realizan un desensanchamiento y una desaleatorización en base a la temporización proporcionada por la unidad 442. Un estimador de canal 448 estima una matriz  $M \times M$   $\underline{W}_p^H \tilde{\underline{H}}$  en base a los símbolos piloto filtrados de la unidad 446. Una unidad 450 calcula el producto externo  $\underline{z}_c(s) \underline{z}_c^H(s)$  para cada código de canalización, promedia el producto externo a través de códigos de canalización y períodos de símbolo, y proporciona la matriz de correlación  $\underline{R}_{zz}$ , por ejemplo, como se muestra en la ecuación (32). Una unidad 452 obtiene los coeficientes para la matriz de combinación  $\underline{D}_c$  para cada código de canalización  $c$  en base a la matriz  $\underline{W}_p^H \tilde{\underline{H}}$  de la unidad 448, la matriz de correlación  $\underline{R}_{zz}$  de la unidad 450 y matrices específicas de código, como sigue:

$$\underline{D}_c = \underline{R}_{zz}^{-1} \underline{W}_p^H \tilde{\underline{H}} \underline{G}_c \underline{B}_c \quad \text{Ec. (48)}$$

40 **[0104]** Dentro del procesador MIMO de RX 170a, cada combinador 432 combina los símbolos filtrados para un código de canalización diferente  $c$  en base a la matriz de combinación  $\underline{D}_c$  y proporciona símbolos detectados para ese código de canalización.

45 **[0105]** En general, el filtrado de sección de entrada se puede realizar en la primera fase para procesar componentes de señal no temporizadas en las  $M$  señales recibidas. El filtro de sección de entrada no depende, en general, de cómo se procesan las señales en el transmisor antes de su transmisión. En cuanto a una transmisión CDM, el filtro de sección de entrada puede aplicarse a todos los códigos de canalización. La segunda fase puede combinar las componentes de señal temporizadas para recuperar las  $L$  señales transmitidas. Las matrices de combinación usadas en la segunda fase pueden depender de cómo las señales se procesan antes de su transmisión (por ejemplo, la matriz de transmisión  $\underline{B}_c$  y la matriz de ganancia  $\underline{G}_c$  usadas por el transmisor) y otros factores (por ejemplo, la respuesta de canal  $\underline{H}$  y la estadísticas de señales  $\underline{R}_{zz}$ ).

55 **[0106]** La FIG. 5A muestra un diagrama de bloques de un receptor 150b, que realiza una SIC completa y es otro diseño del receptor 150 de la FIG. 1. En este diseño, el filtrado de sección de entrada se realiza antes de la desmodulación CDMA. Un ecualizador/desmodulador CDMA 160b, que es otro diseño del bloque 160 de la FIG. 1, incluye un sumador 408, un ecualizador/filtro de sección de entrada 410, un desmodulador CDMA 420, un modulador CDMA 424 y un estimador de interferencia 426. En cuanto a la primera trama, el sumador 408 simplemente pasa las muestras recibidas al filtro de sección de entrada 410. Para cada trama posterior, un estimador de interferencia 426 proporciona la interferencia debida a una trama recién recuperada, y el sumador 408 resta la interferencia de las muestras recibidas, por ejemplo, como se muestra en la ecuación (39), y proporciona muestras de entrada al filtro de sección de entrada 410. El filtro 410 realiza una ecualización/filtrado de sección de entrada en las muestras recibidas o las muestras de entrada con  $\underline{W}_p$  y proporciona muestras filtradas. El desmodulador CDMA 420 desensancha y

desaleatoriza las muestras filtradas para todos los códigos de canalización y proporciona símbolos filtrados para esos códigos de canalización.

**[0107]** Dentro de un procesador de canal 156b, que es otro diseño del bloque 156 de la FIG. 1, las unidades 442 a 450 funcionan como se describe anteriormente para la FIG. 4. Para cada trama, la unidad 450 puede calcular el producto externo  $\underline{z}_c(s)\underline{z}_c^H(s)$  de los símbolos filtrados del desmodulador CDMA 420 para cada código de canalización, promediar el producto externo a través de códigos de canalización y períodos de símbolo, y proporcionar la matriz de correlación  $\underline{R}_{zz}$ , por ejemplo, como se muestra en la ecuación (32). Para la primera trama, la unidad 452 puede obtener los coeficientes para la matriz de combinación  $\underline{D}_c$  para cada código de canalización  $c$  como se describe anteriormente para la FIG. 4. Para cada trama subsiguiente, la unidad 452 puede obtener los coeficientes para la matriz de combinación  $\underline{D}_c$  en función de las muestras filtradas para esa trama.

**[0108]** Dentro del procesador MIMO de RX 170, que puede implementarse como se muestra en la FIG. 4, el combinador para cada código de canalización  $c$  puede combinar los símbolos filtrados para ese código de canalización en base a la matriz de combinación  $\underline{D}_c$  y proporcionar símbolos detectados para el código de canalización  $c$ . El procesador de datos RX 172 puede desmodular y descodificar los símbolos detectados para la trama que se está recuperando y proporcionar datos descodificados. Si la trama se descodifica correctamente, entonces un procesador de datos de TX 174 puede codificar y modular la trama descodificada y proporcionar símbolos de datos reconstruidos para la trama. Un procesador MIMO de TX 176 puede procesar los símbolos de datos reconstruidos para obtener símbolos de salida. El modulador CDMA 424 puede entonces ensanchar y aleatorizar los símbolos de salida para obtener fragmentos de información de salida para la trama descodificada. El estimador de interferencia 426 puede estimar la interferencia debida a la trama descodificada, por ejemplo, como se muestra en la ecuación (38), y proporcionar la interferencia estimada.

**[0109]** En cuanto a una SIC completa, el procesador de canal 156b puede obtener un filtro de sección de entrada para cada trama, y el estimador de interferencia 424 puede estimar la interferencia para un intervalo de tiempo completo del filtro de sección de entrada. El procesador de canal 156b puede obtener una matriz de combinación para cada código de canalización para cada trama.

**[0110]** La FIG. 5B muestra un diagrama de bloques de un receptor 150c, que realiza una SIC temporizada y es otro diseño más del receptor 150 de la FIG. 1. En este diseño, el filtrado de sección de entrada se realiza antes de la desmodulación CDMA. El ecualizador/desmodulador CDMA 160a puede procesar las muestras recibidas y proporcionar símbolos filtrados para cada código de canalización  $c$ , como se describe anteriormente para la FIG. 4. El procesador MIMO de RX 170 puede combinar los símbolos filtrados para cada código de canalización  $c$  en base a la matriz de combinación  $\underline{D}_c$  o  $\underline{d}_{c,2}$  y proporcionar símbolos detectados para el código de canalización. El procesador de datos RX 172 puede desmodular y descodificar los símbolos detectados para la trama que se está recuperando y proporcionar datos descodificados. Si la trama se descodifica correctamente, entonces un procesador de datos de TX 174 puede codificar y modular la trama descodificada y proporcionar símbolos de datos reconstruidos para la trama. Un multiplicador 460 puede escalar los símbolos de datos reconstruidos con un escalar/peso para obtener una estimación de la interferencia debida a la trama descodificada, por ejemplo, como se muestra en la ecuación (45). Un sumador 462 puede restar la salida del multiplicador 460 de la salida del procesador MIMO de RX 170 para la cancelación de interferencias, por ejemplo, como se muestra en la ecuación (47), y después puede proporcionar los símbolos detectados para la próxima trama a recuperar. La estimación de interferencia y la cancelación también se pueden realizar dentro o antes del procesador MIMO de RX 170.

**[0111]** Para una SIC temporizada, el procesador de canal 156b puede obtener un único filtro de sección de entrada para la totalidad de  $L$  tramas, y el multiplicador 460 puede estimar la interferencia solo para las componentes de señal temporizadas de cada trama descodificada. El procesador de canal 156b puede obtener una matriz de combinación para cada código de canalización para cada trama.

**[0112]** La FIG. 5C muestra un diagrama de bloques de un receptor 150d, que realiza una SIC temporizada para una transmisión MIMO de dos tramas y es otro diseño más del receptor 150 de la FIG. 1. El filtrado de sección de entrada y la desmodulación CDMA se pueden realizar en las muestras recibidas para obtener símbolos filtrados para cada código de canalización (bloque 510). El bloque 510 puede incluir los bloques 410, 420 y 446 en la FIG. 5B. Los bloques usados para obtener el filtro de sección de entrada (por ejemplo, los bloques 442 y 444 de la FIG. 5B) no se muestran en la FIG. 5C para mayor claridad. La respuesta de canal  $\underline{H}$  y la matriz de covarianza  $\underline{R}_{zz}$  pueden estimarse en función de los símbolos filtrados (bloque 518). El bloque 518 puede incluir los bloques 448 y 450 de la FIG. 5B. Una matriz de combinación  $\underline{D}_c$  para la primera trama puede calcularse en función de la respuesta de canal, la matriz de covarianza y otros parámetros, por ejemplo, como se muestra en la ecuación (48) (bloque 524). Los símbolos filtrados se pueden combinar en base a la matriz de combinación  $\underline{D}_c$  para obtener símbolos detectados para la primera trama, por ejemplo, como se muestra en la ecuación (29) (bloque 520). Los símbolos detectados para la primera trama pueden desmodularse y descodificarse para obtener datos descodificados para la primera trama (bloque 522).

**[0113]** Si la primera trama se descodifica correctamente, lo que puede determinarse en base a una verificación CRC, entonces la primera trama descodificada puede codificarse y modularse para obtener símbolos de datos

reconstruidos para la primera trama (bloque 526). Se puede calcular una matriz de combinación  $\underline{d}_{c,2}$  para la segunda trama en base a la matriz de covarianza, los símbolos de datos reconstruidos para la primera trama y otros parámetros, por ejemplo, como se muestra en la ecuación (42) (bloque 534). El bloque 534 puede obtener una estimación mejorada de  $\underline{a}_{c,1}$  en base a los símbolos de datos reconstruidos para la primera trama, como se muestra en la ecuación (43). Los símbolos filtrados y los símbolos de datos reconstruidos para la primera trama pueden combinarse en base a la matriz de combinación  $\underline{d}_{c,2}$  para obtener símbolos detectados para la segunda trama, por ejemplo, como se muestra en la ecuación (44) (bloque 530). Los símbolos detectados para la segunda trama pueden desmodularse y descodificarse para obtener datos descodificados para la segunda trama (bloque 532). El procesamiento mostrado en la FIG. 5C puede extenderse para cualquier número de tramas.

**[0114]** La FIG. 6 muestra un diseño de un proceso 600 para recuperar una transmisión MIMO sin SIC. Se obtiene un filtro de sección de entrada para procesar (por ejemplo, compensar, suprimir o mitigar) componentes de señal no temporizadas en múltiples señales recibidas (bloque 612). El filtro de sección de entrada no aísla las componentes de señal no temporizadas. En cambio, el filtro de sección de entrada procesa las componentes de señal no temporizadas de una manera deseable/beneficiosa y también puede procesar (accidentalmente) componentes de señal temporizadas. También se obtiene al menos una matriz de combinación para combinar componentes de señal temporizadas para múltiples señales transmitidas (bloque 614). El filtro de sección de entrada F puede obtenerse como se muestra en la ecuación (21), y las matrices de combinación  $\underline{\Delta}_c$  pueden obtenerse como se muestra en la ecuación (23). El filtro de sección de entrada  $\underline{W}_p$  también puede obtenerse como se muestra en la ecuación (19) o (20), y las matrices de combinación  $\underline{D}_c$  pueden obtenerse, por ejemplo, como se muestra en la ecuación (30), (33) o (48). El filtro de sección de entrada y las matrices de combinación también pueden obtenerse de otras maneras. El filtro de sección de entrada se puede obtener en base a los datos recibidos para la señal piloto y de acuerdo con, por ejemplo, el criterio de mínimos cuadrados. Las matrices de combinación pueden obtenerse en función de las matrices de transmisión usadas para enviar datos, las ganancias usadas para los datos, una estimación de respuesta de canal, el filtro de sección de entrada, las estadísticas de señal y/o ruido, etc. Las matrices de combinación también pueden obtenerse de acuerdo con MMSE o algún otro criterio.

**[0115]** Los datos recibidos se filtran para procesar las componentes de señal no temporizadas en las múltiples señales recibidas (bloque 616). Los datos filtrados se procesan para combinar las componentes de señal temporizadas para las múltiples señales transmitidas (bloque 618). Los datos recibidos durante más de un período de símbolo pueden filtrarse para procesar las componentes de señal no temporizadas. Los datos filtrados para un período de símbolo pueden procesarse para combinar las componentes de señal temporizadas. Los datos recibidos y los datos filtrados se pueden proporcionar en muestras, símbolos, etc.

**[0116]** Para una transmisión CDM enviada con múltiples códigos de canalización, se puede obtener un único filtro de sección de entrada y usarse para procesar las componentes de señal no temporizadas, y se pueden obtener múltiples matrices de combinación y usarse para combinar las componentes de señal temporizadas para los múltiples códigos de canalización. En un esquema, los datos recibidos se filtran primero con el filtro de sección de entrada para obtener datos intermedios. A continuación, los datos intermedios se desensanchan para cada código de canalización para obtener datos filtrados para el código de canalización. Los datos filtrados para cada código de canalización se procesan adicionalmente con una matriz de combinación para ese código de canalización para obtener datos de salida para el código de canalización. En otro esquema, los datos recibidos se desensanchan primero para cada código de canalización para obtener datos desensanchados para el código de canalización. A continuación, los datos desensanchados para cada código de canalización se filtran con el mismo filtro de sección de entrada para obtener datos filtrados para el código de canalización. Los datos filtrados para cada código de canalización se procesan adicionalmente con una matriz de combinación para el código de canalización para obtener datos de salida para el código de canalización.

**[0117]** En cuanto a CDM, el filtro de sección de entrada se puede obtener en base a los datos recibidos y a la señal piloto conocida, por ejemplo, en base a (a) muestras para los datos recibidos y fragmentos de información piloto conocidos para la capacitación a nivel de fragmento de información o (b) símbolos piloto desensanchados obtenidos a partir de los datos recibidos y símbolos piloto conocidos para la capacitación a nivel de símbolo. Las matrices de combinación se pueden obtener en base a las matrices de transmisión usadas para los múltiples códigos de canalización, las ganancias para los múltiples códigos de canalización, una estimación de respuesta de canal, el filtro de sección de entrada, estadísticas de señal y/o ruido, etc., o una combinación de los mismos. El filtro de sección de entrada y la estimación de respuesta de canal pueden estimarse conjuntamente, por ejemplo, como  $\underline{W}_p^H \tilde{\underline{H}}$ .

**[0118]** La FIG. 7 muestra un diseño de un proceso 700 para recuperar una transmisión MIMO con una SIC temporizada. Se pueden obtener los datos recibidos para una transmisión MIMO (bloque 712). Los datos recibidos pueden procesarse en base a un filtro de sección de entrada para obtener datos filtrados (bloque 714). Los datos filtrados pueden procesarse adicionalmente en base a, al menos, una primera matriz de combinación para obtener datos detectados para una primera trama (bloque 716). Los datos detectados para la primera trama pueden procesarse (por ejemplo, desmodularse y descodificarse) para obtener datos descodificados para la primera trama (bloque 718). Los datos filtrados también pueden procesarse en base a, al menos, una segunda matriz de combinación y los datos descodificados para la primera trama para cancelar la interferencia debida a la primera trama y obtener

datos detectados para una segunda trama (bloque 720). En el bloque 720, la interferencia debida a la primera trama puede estimarse y cancelarse (por ejemplo, a nivel de símbolo en lugar de a nivel de muestra) a partir de los datos filtrados solo si la primera trama se descodifica correctamente. Los datos detectados para la segunda trama pueden procesarse para obtener datos descodificados para la segunda trama (bloque 722).

**[0119]** El filtro de sección de entrada puede procesar componentes de señal no temporizadas en los datos recibidos para obtener datos filtrados. Cada matriz de combinación puede combinar componentes de señal temporizadas en los datos filtrados para un código de canalización respectivo para obtener datos detectados para el código de canalización. El filtro de sección de entrada puede obtenerse en base a los datos recibidos y los datos piloto conocidos. La primera y la segunda trama pueden enviarse usando al menos un código de canalización. Se puede obtener una primera matriz de combinación para cada código de canalización en base a los datos filtrados, una matriz de transmisión para el código de canalización, una ganancia para el código de canalización, el filtro de sección de entrada, una estimación de respuesta de canal, etc., o cualquier combinación de los mismos. Se puede obtener una segunda matriz de combinación para cada código de canalización en base a los datos filtrados, los datos descodificados para la primera trama, la matriz de transmisión para el código de canalización, etc., o cualquier combinación de los mismos.

**[0120]** Para una SIC temporizada, la interferencia debida a componentes de señal temporizadas de la primera trama puede estimarse y cancelarse a partir de los datos filtrados. Se puede usar el mismo filtro de sección de entrada para procesar los datos recibidos para todas las tramas. En cuanto a una SIC completa, la interferencia debida a la primera trama para la totalidad o la mayor parte del intervalo de tiempo del filtro de sección de entrada se puede estimar y cancelar a partir de los datos recibidos para obtener los datos de entrada. El filtro de sección de entrada puede actualizarse para la segunda trama y usarse para procesar los datos de entrada.

**[0121]** La calidad de señal recibida (por ejemplo, SINR) de la primera trama puede estimarse en base a (i) la matriz de transmisión para la primera y segunda trama y (ii) un supuesto de no cancelación de interferencia de ninguna trama. La calidad de señal recibida de la segunda trama puede estimarse en base a (i) una matriz de transmisión modificada que tiene una columna correspondiente a la primera trama fijada a cero y (ii) un supuesto de cancelación de interferencia debido a las componentes de señal temporizadas de la primera trama. Las calidades de señal recibidas de la primera y segunda tramas pueden estimarse además en base al filtro de sección de entrada, la al menos una primera matriz de combinación, la al menos una segunda matriz de combinación, al menos una ganancia para el al menos un código de canalización usado para la primera y segunda trama, la estimación de respuesta de canal o cualquier combinación de los mismos.

**[0122]** Antes de la transmisión MIMO, las calidades de señal recibidas de múltiples tramas pueden estimarse para al menos una matriz de transmisión y al menos un orden de recuperación para las múltiples tramas, por ejemplo, en base a la suposición de que las componentes de señal temporizadas de cada trama recuperada anteriormente serán canceladas. Se puede seleccionar una matriz de transmisión y/o un orden de recuperación con el rendimiento más alto. La información de retroalimentación que comprende la matriz de transmisión seleccionada y/o el orden de recuperación seleccionado se puede enviar a un transmisor. El transmisor puede usar la información de retroalimentación para enviar una transmisión MIMO al receptor.

**[0123]** El receptor de múltiples fases descrito en el presente documento también puede usarse para otros sistemas de comunicación. Por ejemplo, en un sistema multiplexado por división de tiempo (TDM), se puede obtener un filtro de sección de entrada en base a la señal piloto recibida en un primer intervalo de tiempo, y se puede obtener una matriz de combinación para un segundo intervalo de tiempo en base a una matriz de transmisión usada en el segundo intervalo de tiempo. Los datos recibidos en el segundo intervalo de tiempo pueden filtrarse con el filtro de sección de entrada y los datos filtrados pueden procesarse adicionalmente con la matriz de combinación.

**[0124]** En general, se puede obtener un filtro en base a una señal piloto, que se puede enviar en un código de canalización particular y/o intervalo de tiempo y usando una matriz y ganancia de transmisión particular. El filtro obtenido de la señal piloto puede usarse para obtener un filtro para datos, que puede enviarse en otros códigos de canalización y/o intervalos de tiempo y, posiblemente, usando diferentes ganancias y matrices de transmisión.

**[0125]** En CDMA, las componentes de señal temporizadas y no temporizadas pueden distinguirse por el momento en que se transmiten. El receptor puede procesar una ventana de muestras para recuperar un símbolo deseado transmitido por el transmisor. La temporización del ecualizador determina el instante de tiempo en el que se transmite el símbolo deseado en relación con la ventana. Las muestras obtenidas por el receptor contienen diferentes componentes de señal aditiva, incluidas componentes de señal temporizadas y no temporizadas. Las componentes de señal temporizadas son componentes de señal para el símbolo deseado, así como otros símbolos transmitidos al mismo tiempo que el símbolo deseado. Todos los demás componentes de señal no son componentes de señal temporizadas, que incluyen componentes de señal que hacen referencia a símbolos transmitidos antes y después del símbolo deseado.

**[0126]** Un símbolo puede ser transmitido por una función de transmisión, que puede depender de uno o más parámetros. Por ejemplo, la función de transmisión puede depender del período de símbolo  $s$ , código de canalización  $c$ , intervalo de frecuencia o índice de subportadora  $n$ , etc., y puede denotarse como  $(s,c,n,\dots)$ . Para simplificar, la

función de transmisión puede depender de tres parámetros  $s$ ,  $c$  y  $n$ , o una tupla  $(s, c, n)$ . Las funciones de transmisión para diferentes símbolos pueden ser ortogonales de modo que  $\langle f(s_1, c_1, n_1), f(s_2, c_2, n_2) \rangle \neq 0$  solo si  $s_1 = s_2$ ,  $c_1 = c_2$  y  $n_1 = n_2$ , que puede expresarse como  $(s_1, c_1, n_1) = (s_2, c_2, n_2)$ .

5 **[0127]** Una señal recibida puede incluir (a) componentes de señal deseadas de una función de transmisión deseada  $f(s_1, c_1, n_1)$  definida por la tupla  $(s_1, c_1, n_1)$  y (b) otras componentes de señal de otras funciones de transmisión  $f(s, c, n)$ , con  $(s, c, n) \neq (s_1, c_1, n_1)$ . El filtrado de sección de entrada en la primera fase procesará las otras componentes de señal. El combinador de la segunda fase procesará las componentes de señal deseadas.

10 **[0128]** En CDM, las funciones de transmisión para el período de símbolo  $s$  se determinan mediante códigos de canalización de longitud  $C$  multiplicados por la secuencia de aleatorización  $p(k)$ . La función de transmisión para el período de símbolo  $s$  y el código de canalización  $c$  pueden denotarse como  $f(s, c)$ . Desde la perspectiva de un símbolo transmitido con la función de transmisión  $f(s_1, c_1)$ , la señal recibida contiene lo siguiente:

- 15 1. componentes de señal no temporizadas correspondientes a  $f(s, c)$  para  $s \neq s_1$ ,  
 2. componentes de señal temporizadas correspondientes a  $f(s_1, c)$  y compuestas por:
- 20 a. componentes de señal temporizadas del código de canalización deseado y correspondientes a  $f(s_1, c_1)$ , y  
 b. componentes de señal temporizadas de otros códigos de canalización y correspondientes a  $f(s_1, c_2)$  para  $c_1 \neq c_2$ .

25 **[0129]** El filtro de sección de entrada procesa las componentes de señal no temporizadas correspondientes a  $f(s, c)$ . La desaleatorización y el desensanchamiento mediante el filtro de sección de entrada también cancela las componentes de señal temporizadas de otros códigos de canalización y correspondientes a  $f(s_1, c_2)$ . El combinador procesa las componentes de señal temporizadas del código de canalización deseado y correspondientes a  $f(s_1, c_1)$ .

30 **[0130]** En un sistema de una sola portadora que no utiliza CDM, las funciones de transmisión pueden ser simplemente deltas digitales en el tiempo y pueden venir dadas como  $f(s) = \delta(t-s)$ . A medida que avanza el tiempo  $t$ , la posición del delta cambia en el tiempo.

35 **[0131]** En un sistema basado en OFDM, las funciones de transmisión pueden ser para diferentes subportadoras y pueden venir dadas como  $f(s, n)$ , donde  $n$  es un índice de subportadora. Las subportadoras en OFDM pueden corresponder a los códigos de canalización en CDM. Un transmisor puede enviar  $N$  datos/símbolos piloto en  $N$  subportadoras en un período de símbolo OFDM desde una antena de transmisión dada (a) convirtiendo los  $N$  datos/símbolos piloto en el dominio del tiempo con una transformada inversa rápida de Fourier (IFFT) para obtener  $N$  muestras en el dominio del tiempo y (b) añadiendo un prefijo cíclico a las muestras de dominio de tiempo para obtener un símbolo OFDM. Un receptor puede obtener datos/símbolos piloto recibidos para una antena de recepción dada (a) eliminando el prefijo cíclico en las muestras recibidas y (b) convirtiendo  $N$  muestras recibidas al dominio de frecuencia con una transformada rápida de Fourier (FFT) para obtener  $N$  símbolos recibidos para las  $N$  subportadoras. Los símbolos recibidos pueden corresponder a  $\underline{z}_c(s)$  en la ecuación (40), donde el subíndice  $c$  se reemplaza por el índice de subportadora  $n$ . Para OFDM, las componentes de señal temporizadas pueden ser componentes de señal enviadas en una subportadora particular desde diferentes antenas de transmisión. Las componentes de señal no temporizadas pueden ser componentes de señal enviadas en otras subportadoras. El filtro de sección de entrada puede implementarse mediante la FFT y la eliminación del prefijo cíclico en el receptor. Una matriz de combinación  $\underline{D}_c$  puede calcularse para cada subportadora y se usa para combinar los símbolos recibidos desde todas las antenas recibidas para esa subportadora.

50 **[0132]** Los expertos en la técnica entenderán que la información y las señales se pueden representar usando cualquiera de una variedad de tecnologías y técnicas diferentes. Por ejemplo, los datos, instrucciones, comandos, información, señales, bits, símbolos y fragmentos de información que se puedan haber mencionado a lo largo de la descripción anterior se pueden representar mediante tensiones, corrientes, ondas electromagnéticas, campos o partículas magnéticos, campos o partículas ópticos o cualquier combinación de los mismos.

55 **[0133]** Los expertos en la técnica apreciarán, además, que los diversos bloques lógicos, módulos, circuitos y etapas de algoritmo ilustrativos, descritos en relación con la divulgación del presente documento, se pueden implementar como hardware electrónico, software informático o combinaciones de ambos. Para ilustrar claramente esta intercambiabilidad de hardware y software, anteriormente se han descrito diversos componentes, bloques, módulos, circuitos y etapas ilustrativos, en general, en lo que respecta a su funcionalidad. Que dicha funcionalidad se implemente como hardware o software depende de la aplicación particular y de las restricciones de diseño impuestas en el sistema general. Los expertos en la técnica pueden implementar la funcionalidad descrita de diferentes maneras para cada aplicación particular, pero no debe interpretarse que dichas decisiones de implementación suponen una desviación del alcance de la presente divulgación.

65

5 [0134] Los diversos bloques lógicos, módulos y circuitos ilustrativos descritos en relación con la divulgación del presente documento se pueden implementar o realizar con un procesador de propósito general, un procesador de señales digitales (DSP), un circuito integrado específico de la aplicación (ASIC), una matriz de puertas programables *in situ* (FPGA) u otro dispositivo de lógica programable, lógica de puertas o transistores discretos, componentes de hardware discretos, o cualquier combinación de los mismos diseñada para realizar las funciones descritas en el presente documento. Un procesador de propósito general puede ser un microprocesador pero, de forma alternativa, el procesador puede ser cualquier procesador, controlador, microcontrolador o máquina de estados convencional. 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  
10 junto con un núcleo de DSP o cualquier otra configuración de este tipo.

15 [0135] Las etapas de un procedimiento o algoritmo descritas en relación con la divulgación del presente documento se pueden realizar directamente en hardware, un módulo de software ejecutado por un procesador o una combinación de ambos. Un módulo de software puede residir en una memoria RAM, en una memoria flash, en una memoria ROM, en una memoria EPROM, en una memoria EEPROM, en registros, en un disco duro, en un disco extraíble, en un CD-ROM o en cualquier otro medio de almacenamiento conocido en la técnica. Un medio de almacenamiento a modo de ejemplo está acoplado al procesador de modo que el procesador pueda leer información de, y escribir información en, el medio de almacenamiento. De forma alternativa, el medio de almacenamiento puede estar integrado en el procesador. El procesador y el medio de almacenamiento pueden residir en un ASIC. El ASIC puede residir en un  
20 terminal de usuario. De forma alternativa, el procesador y el medio de almacenamiento pueden residir como componentes discretos en un terminal de usuario.

**REIVINDICACIONES**

1. Un procedimiento (700) de comunicación, que comprende:

- 5 obtener (712) datos recibidos para una transmisión de múltiples entradas y múltiples salidas, MIMO;
- procesar (714) los datos recibidos en base a un filtro de sección de entrada (410) para obtener datos filtrados;
- 10 procesar (716) los datos filtrados en base a, al menos, una primera matriz de combinación para obtener datos detectados para una primera trama, en el que una matriz de combinación combina componentes de señal temporizadas en los datos filtrados para un código de canalización para obtener datos detectados para el código de canalización, en el que las componentes de señal temporizadas son componentes de señal que hacen referencia a un símbolo deseado que va a ser recuperado, así como a otros símbolos transmitidos al mismo tiempo que el símbolo deseado;
- 15 procesar (718) los datos detectados para la primera trama para obtener datos descodificados para la primera trama;
- determinar si la primera trama está descodificada correctamente; y
- 20 procesar (720) los datos filtrados en base a, al menos, una segunda matriz de combinación y datos descodificados para la primera trama cuando la primera trama está descodificada correctamente para cancelar interferencia debida a la primera trama y obtener datos detectados para una segunda trama; y
- 25 en el que el procesamiento de los datos filtrados en base a la al menos una segunda matriz de combinación comprende
- estimar la interferencia solamente debida a las componentes de señal temporizadas de la primera trama, y
- 30 cancelar la interferencia de los datos filtrados.

2. El procedimiento (700) según la reivindicación 1, que comprende además:

- 35 obtener una primera matriz de combinación para cada uno de al menos un código de canalización usado para la primera y segunda tramas en base a los datos filtrados; y
- obtener una segunda matriz de combinación para cada código de canalización en base a los datos filtrados y los datos descodificados para la primera trama.

3. El procedimiento (700) según la reivindicación 1, que comprende además:

- 40 estimar la calidad de señal recibida de la primera trama en base a la no cancelación de interferencia de cualquier trama; y
- 45 estimar la calidad de señal recibida de la segunda trama en base a la cancelación de interferencia debida a las componentes de señal temporizadas de la primera trama.

4. Un aparato de comunicación, que comprende:

- 50 medios para obtener datos recibidos para una transmisión de múltiples entradas y múltiples salidas, MIMO;
- medios para procesar los datos recibidos en base a un filtro de sección de entrada (410) para obtener datos filtrados;
- 55 medios para procesar los datos filtrados en base a, al menos, una primera matriz de combinación para obtener datos detectados para una primera trama, en el que una matriz de combinación combina componentes de señal temporizadas en los datos filtrados para un código de canalización para obtener datos detectados para el código de canalización, en el que las componentes de señal temporizadas son componentes de señal que hacen referencia a un símbolo deseado que va a ser recuperado, así como a otros símbolos transmitidos al mismo tiempo que el símbolo deseado;
- 60 medios para procesar los datos detectados para la primera trama para obtener datos descodificados para la primera trama;
- 65 medios para determinar si la primera trama está descodificada correctamente; y

medios para procesar los datos filtrados en base a, al menos, una segunda matriz de combinación y datos descodificados para la primera trama cuando la primera trama está descodificada correctamente para cancelar interferencia debida a la primera trama y obtener datos detectados para una segunda trama; y

5 en el que los medios para procesar los datos filtrados en base a la al menos una segunda matriz de combinación comprenden

medios para estimar la interferencia solamente debida a las componentes de señal temporizadas de la primera trama, y

10 medios para cancelar la interferencia de los datos filtrados.

5. El aparato según la reivindicación 4, que comprende además:

15 medios para obtener una primera matriz de combinación para cada uno de al menos un código de canalización usado para la primera y segunda tramas en base a los datos filtrados; y

medios para obtener una segunda matriz de combinación para cada código de canalización en base a los datos filtrados y los datos descodificados para la primera trama.

20 6. El aparato según la reivindicación 4, que comprende además:

medios para estimar la calidad de señal recibida de la primera trama en base a la no cancelación de interferencia de cualquier trama; y

25 medios para estimar la calidad de señal recibida de la segunda trama en base a la cancelación de la interferencia debida a las componentes de señal temporizadas de la primera trama.

30 7. Un producto de programa informático que comprende un medio legible por ordenador que comprende código para hacer que un ordenador ejecute el procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4.

8. El aparato según la reivindicación 4, en el que dichos medios se realizan como:

35 al menos un procesador para obtener datos recibidos para dicha transmisión de múltiples entradas y múltiples salidas, MIMO, para procesar los datos recibidos en base a un filtro de sección de entrada (410) para obtener datos filtrados, para procesar los datos filtrados en base a, al menos, una primera matriz de combinación para obtener datos detectados para dicha primera trama, y para procesar los datos filtrados en base a, al menos, una segunda matriz de combinación y datos descodificados para la primera trama para cancelar interferencia debida a la primera trama y obtener datos detectados para dicha segunda trama; y

40 una memoria acoplada al al menos un procesador.

9. El aparato según la reivindicación 8, en el que el filtro de sección de entrada (410) procesa componentes de señal no temporizadas en los datos recibidos para obtener los datos filtrados, y en el que cada matriz de combinación combina componentes de señal que se transmiten al mismo tiempo que un símbolo deseado, en los datos filtrados para un código de canalización respectivo para obtener datos detectados para el código de canalización.

50 10. El aparato según la reivindicación 8, en el que el al menos un procesador obtiene el filtro de sección de entrada (410) en base a los datos recibidos y los datos piloto.

11. El aparato según la reivindicación 8, en el que la primera y segunda tramas se envían con al menos un código de canalización, y en el que el al menos un procesador obtiene una primera matriz de combinación para cada código de canalización en base a los datos filtrados.

55 12. El aparato según la reivindicación 11, en el que el al menos un procesador obtiene la primera matriz de combinación para cada código de canalización basándose, además, en al menos uno de una matriz de transmisión usada para el código de canalización, una ganancia para el código de canalización, el filtro de sección de entrada (410) y una estimación de respuesta de canal.



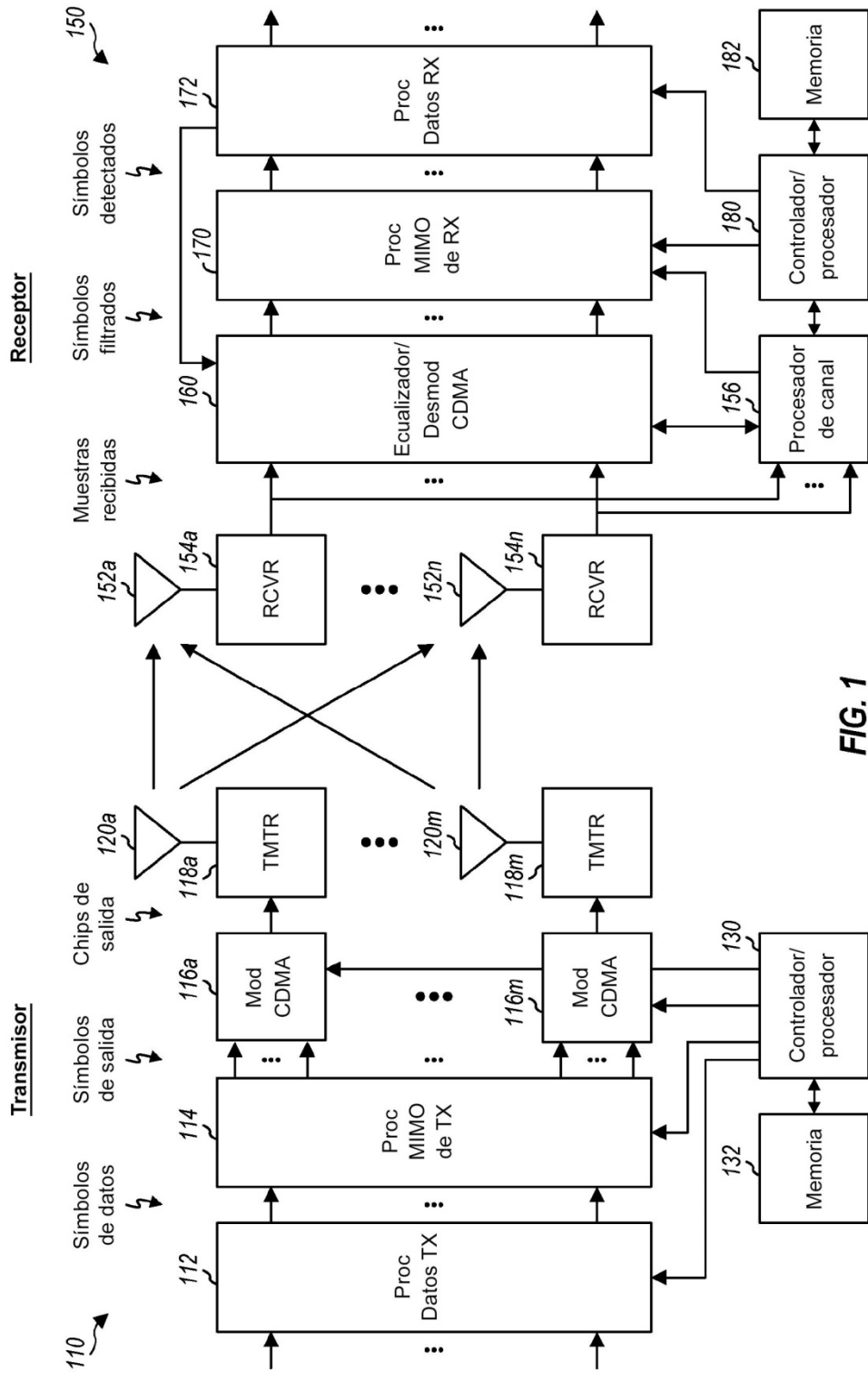


FIG. 1

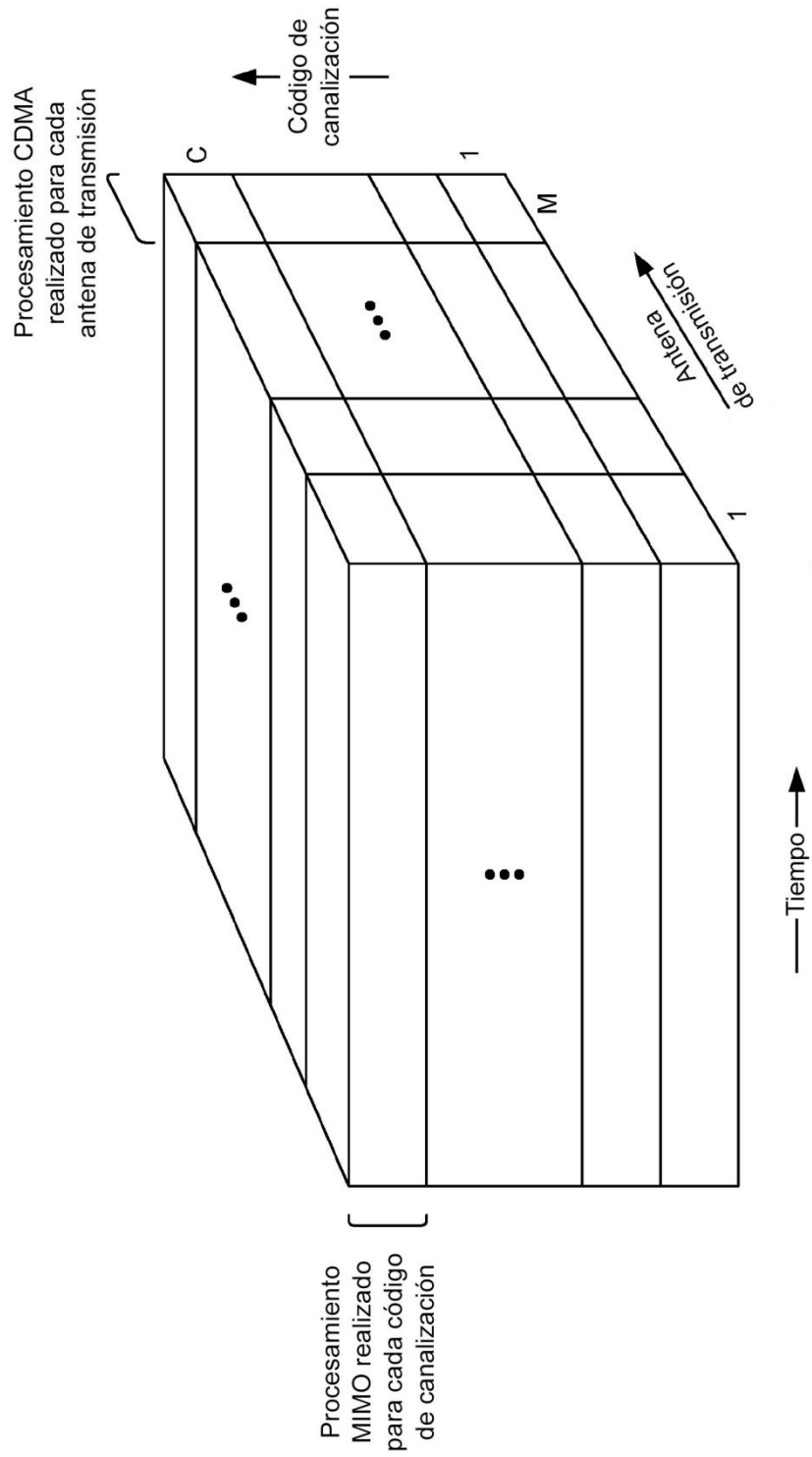


FIG. 2

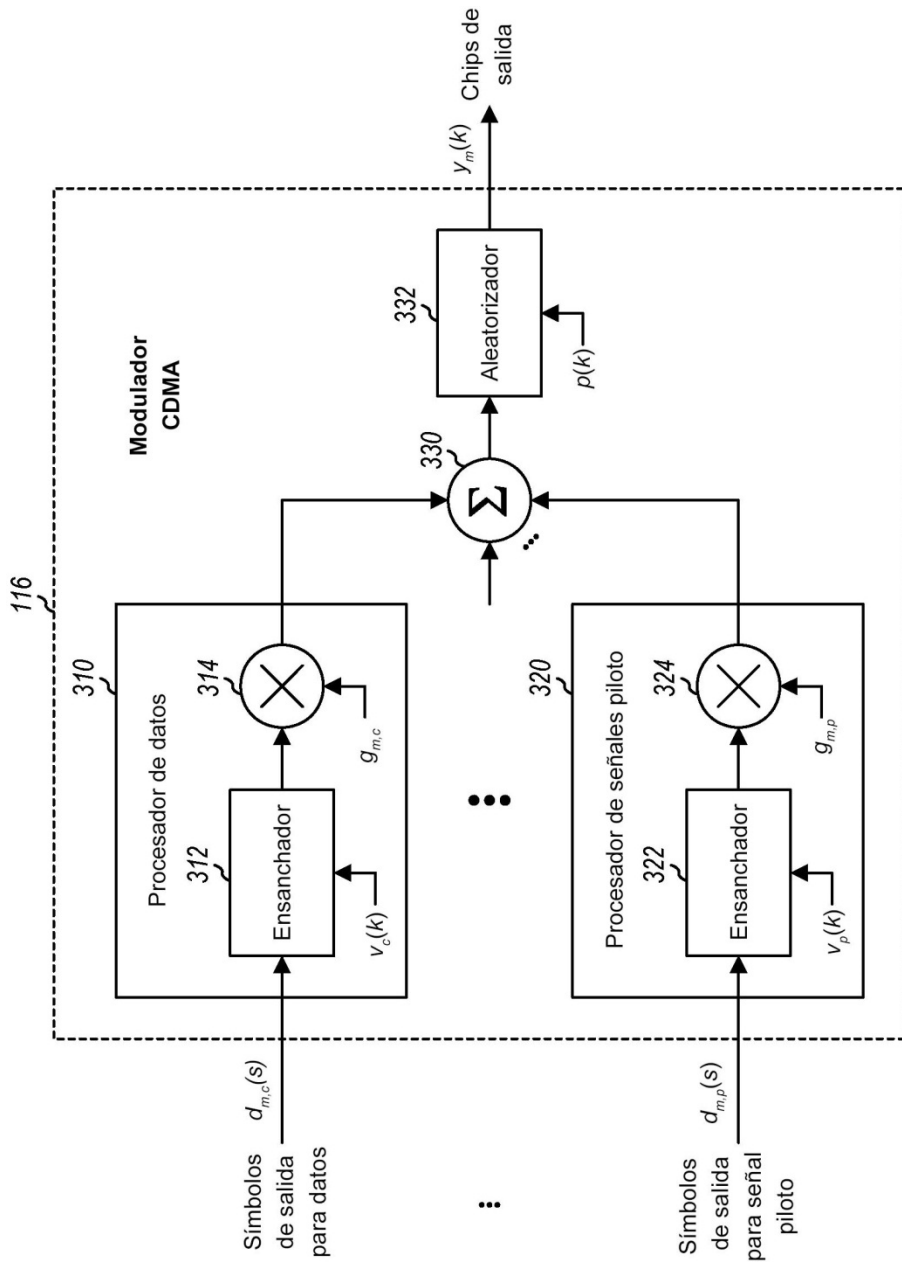


FIG. 3

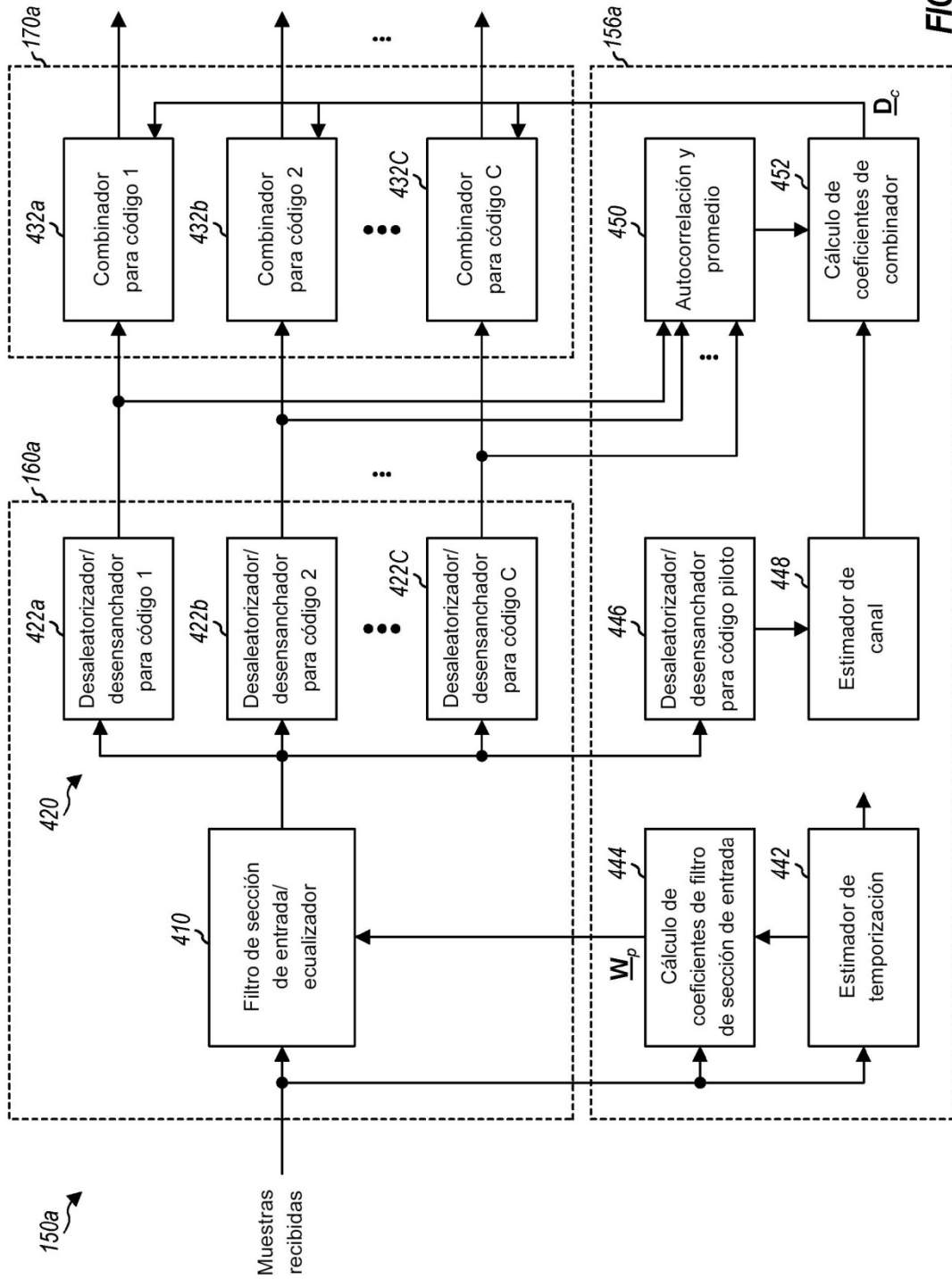


FIG. 4

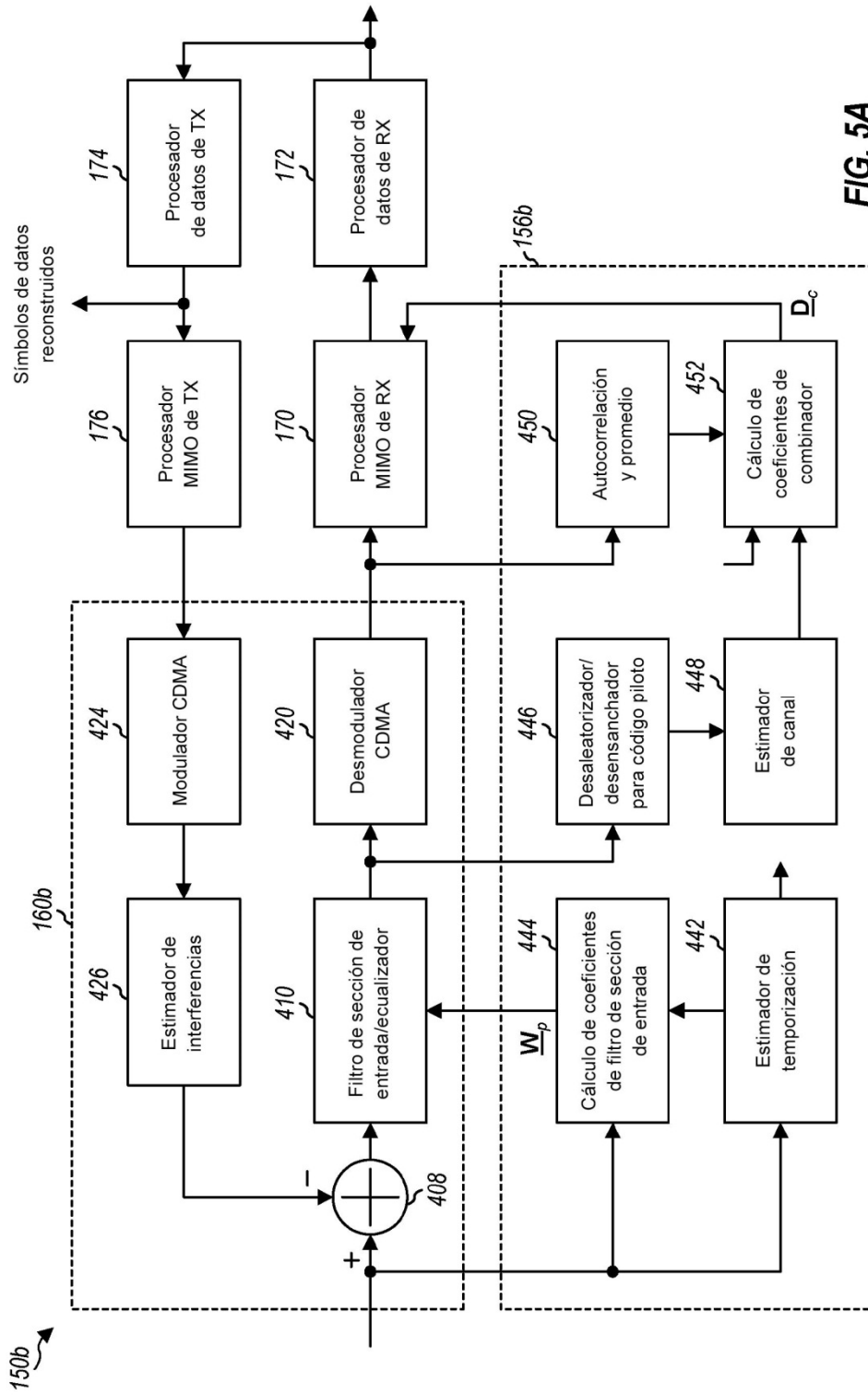


FIG. 5A

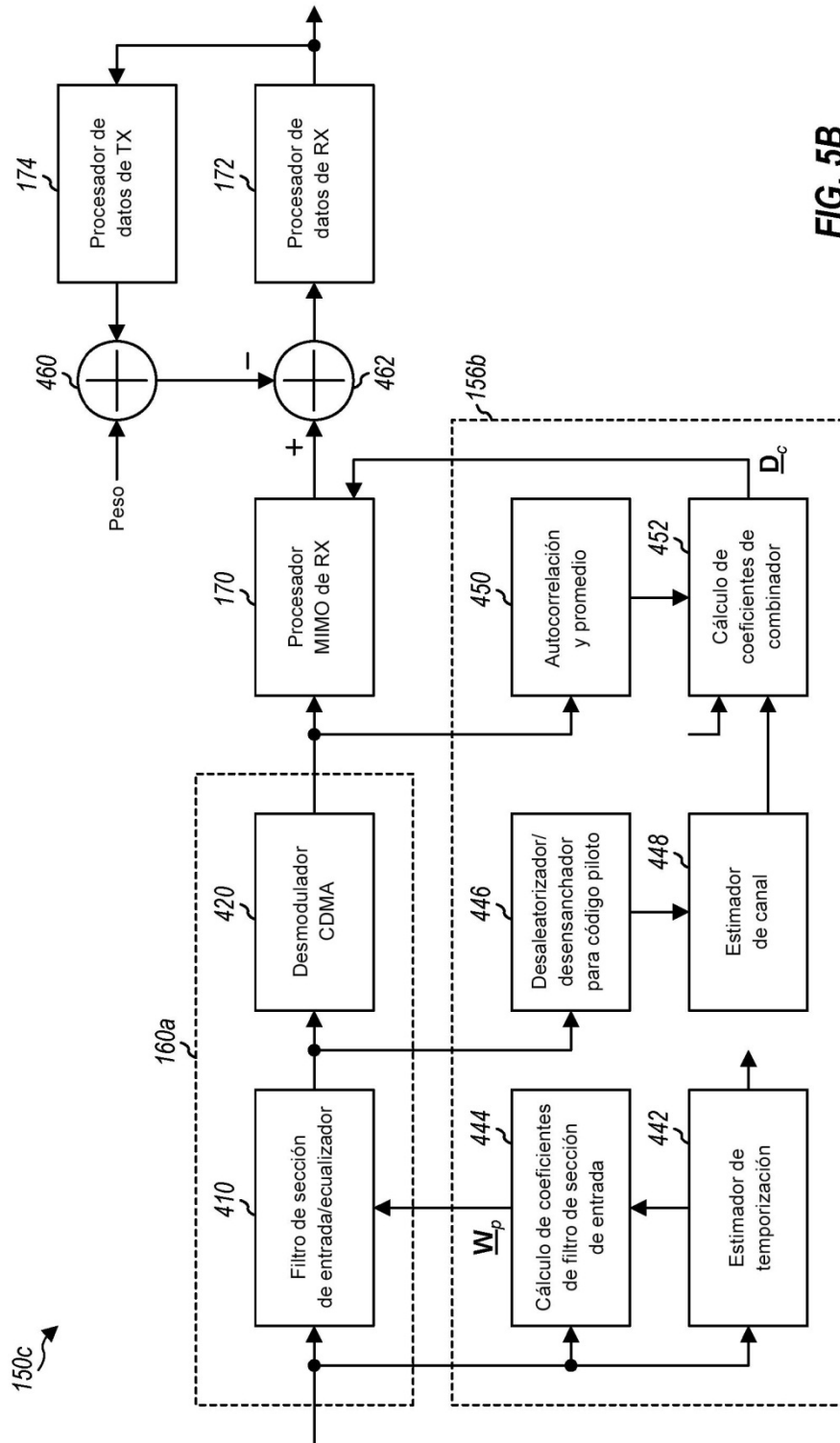


FIG. 5B

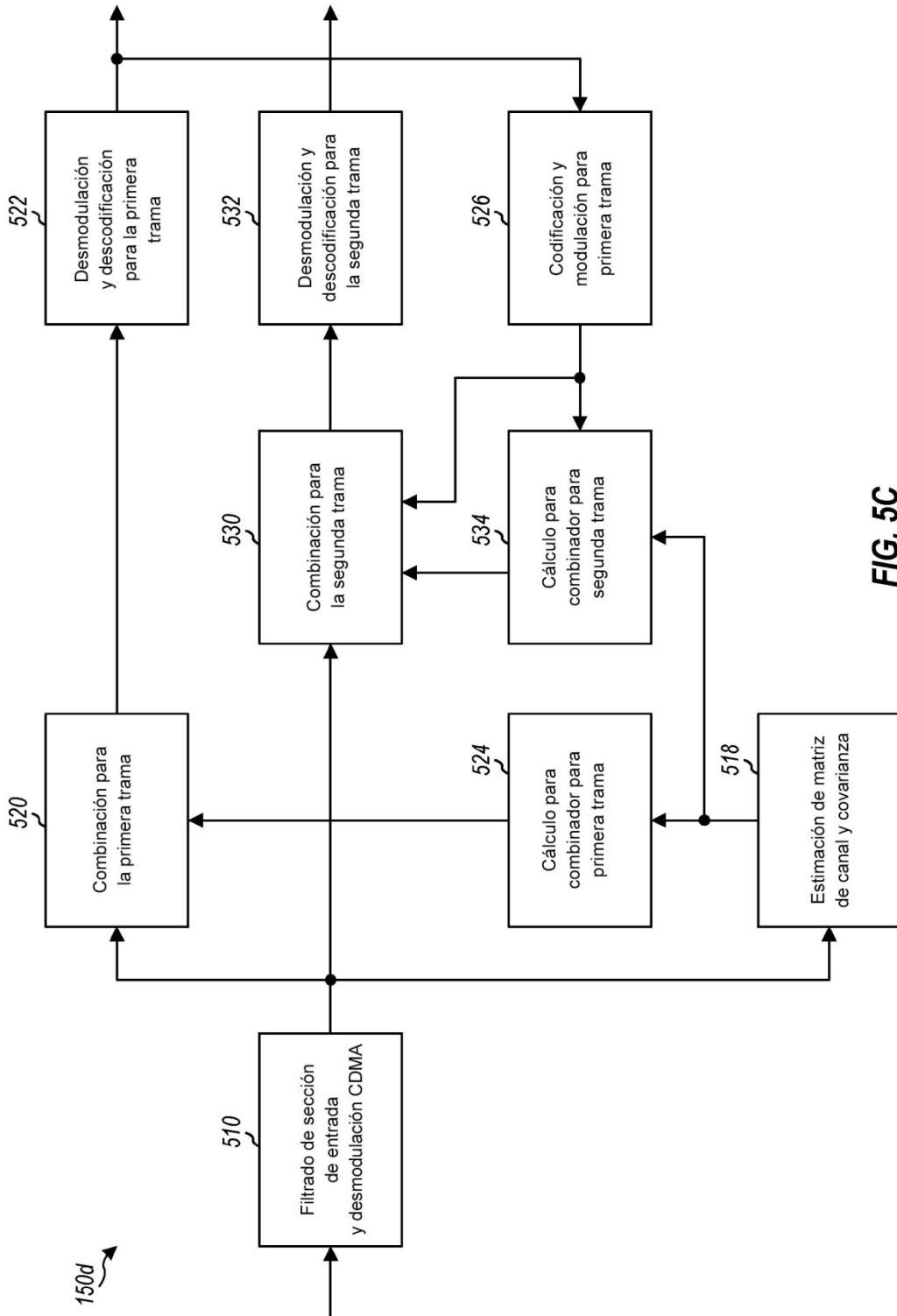
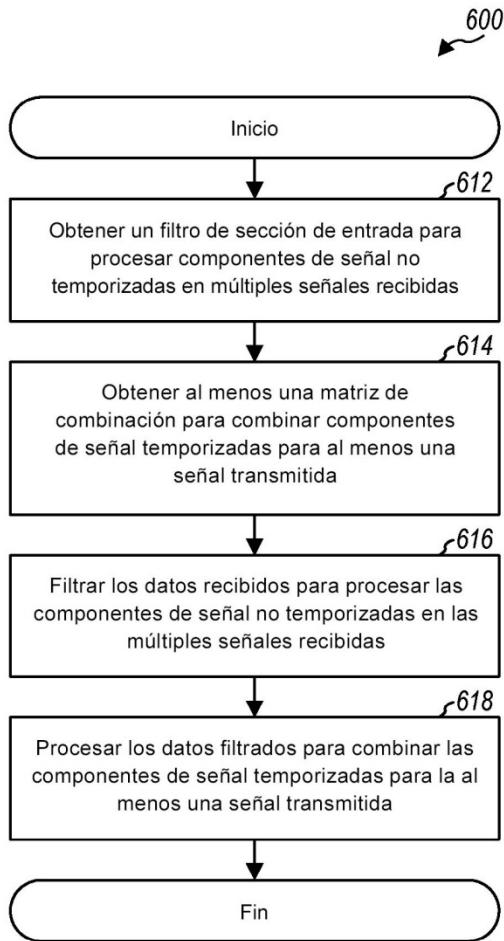
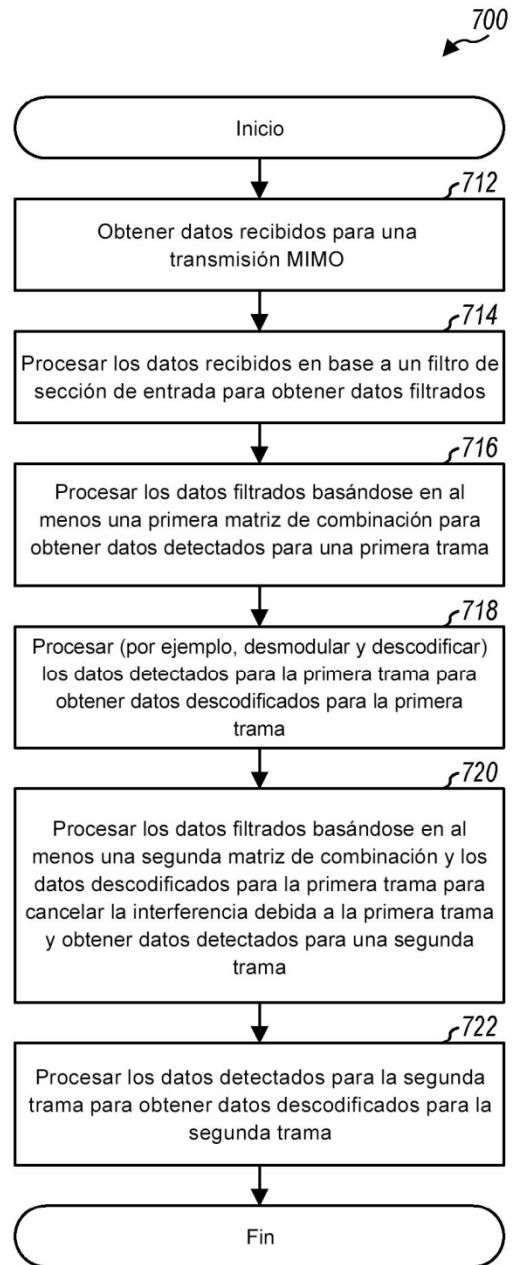


FIG. 5C



**FIG. 6**



**FIG. 7**