(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 770 180**

(51) Int. Cl.:

H04B 7/0417	(2007.01)
H04B 7/06	(2006.01)
H04B 7/08	(2006.01)
H04L 1/00	(2006.01)
H04L 5/00	(2006.01)
H04L 25/02	(2006.01)
H04L 25/03	(2006.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(96) Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **22.03.2002** **E 10176952 (9)**

(97) Fecha y número de publicación de la concesión europea: **20.11.2019** **EP 2256952**

(54) Título: **Procedimiento y aparato para utilizar información de estado de canal en un sistema de comunicación inalámbrica**

(30) Prioridad:

23.03.2001 US 816481

(45) Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
30.06.2020

(73) Titular/es:

QUALCOMM INCORPORATED (100.0%)
5775 Morehouse Drive, R-132 D
San Diego, CA 92121-1714, US

(72) Inventor/es:

LING, FUNYUN;
WALTON, JAY R.;
HOWARD, STEVEN J.;
WALLACE, MARK y
KETCHUM, JOHN W.

(74) Agente/Representante:

FORTEA LAGUNA, Juan José

ES 2 770 180 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

Procedimiento y aparato para utilizar información de estado de canal en un sistema de comunicación inalámbrica

ANTECEDENTES

Campo

[0001] La presente invención se refiere en general a la comunicación de datos, y más específicamente a un procedimiento y a un aparato novedosos y mejorados para utilizar información de estado de canal (total o parcial) para proporcionar un rendimiento mejorado para un sistema de comunicación inalámbrica.

Antecedentes

[0002] Los sistemas de comunicación inalámbrica están ampliamente desplegados para proporcionar diversos tipos de comunicación, tales como voz, datos, y así sucesivamente. Estos sistemas se pueden basar en el Acceso Múltiple por División de Código (CDMA), el Acceso Múltiple por División de Tiempo (TDMA), el Acceso Múltiple por División Ortogonal de Frecuencia (FDMA) u otras técnicas de modulación. Los sistemas OFDM pueden proporcionar un alto rendimiento para algunos entornos de canal.

[0003] En un sistema de comunicación terrestre (por ejemplo, un sistema celular, un sistema de radiodifusión, un sistema de distribución multicanal y multipunto (MMDS) y otros), una señal modulada de RF desde una unidad transmisora puede llegar a la unidad receptora a través de un número de trayectos de transmisión. Las características de los trayectos de transmisión pueden variar con el tiempo debido a un número de factores tales como el desvanecimiento y el multitrayecto.

[0004] Para proporcionar diversidad contra los efectos perjudiciales de los trayectos y mejorar el rendimiento, se pueden usar múltiples antenas transmisoras y receptoras. Si los trayectos de transmisión entre las antenas transmisoras y receptoras son linealmente independientes (es decir, una transmisión en un trayecto no se forma como una combinación lineal de las transmisiones en otros trayectos), lo que en general es cierto hasta cierto punto, la probabilidad de recibir correctamente una señal transmitida se incrementa entonces a medida que aumenta el número de antenas. En general, la diversidad se incrementa y el rendimiento mejora a medida que aumenta el número de antenas transmisoras y receptoras.

[0005] Un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) emplea múltiples (N_T) antenas transmisoras y múltiples (N_R) antenas receptoras para la transmisión de datos. Un canal de MIMO se puede descomponer en N_C canales independientes, con $N_C \leq \min \{N_T, N_R\}$. Cada uno de los N_C canales independientes también se puede denominar subcanal espacial del canal de MIMO y corresponde a una dimensión. El sistema de MIMO puede proporcionar un rendimiento mejorado si se utilizan las dimensiones adicionales creadas por las múltiples antenas transmisoras y receptoras.

[0006] La patente europea n.º EP 1 079 543 divulga un procedimiento de diversidad de antenas de transmisión de bucle cerrado.

[0007] Por lo tanto, existe una necesidad en la técnica de técnicas para utilizar la información de estado de canal (CSI) para aprovechar las dimensiones adicionales creadas por un sistema de MIMO para proporcionar un rendimiento mejorado del sistema.

RESUMEN

[0008] La presente invención se define mediante las reivindicaciones independientes. Los modos de realización preferentes de la invención se describen en las reivindicaciones dependientes. Aunque se han divulgado 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 caen dentro del alcance de las reivindicaciones son útiles para entender la invención.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

[0009] Las características, la naturaleza y las ventajas de la presente invención resultarán más evidentes a partir de la descripción detallada expuesta a continuación cuando se consideren junto con los dibujos, en los cuales caracteres de referencia similares se identifican de forma correspondiente en toda su extensión, y en los que:

la FIG. 1 es un diagrama de un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) capaz de implementar diversos aspectos y modos de realización de la invención;

las FIGS. 2A y 2B son diagramas de bloques de un modo de realización de un sistema transmisor de MIMO capaz de realizar un procesamiento de la CSI parcial y un procesamiento de la CSI total, respectivamente;

la FIG. 3 es un diagrama de bloques de un modo de realización de un sistema transmisor de MIMO que utiliza la modulación de división ortogonal de frecuencia (OFDM);

la FIG. 4 es un diagrama de bloques de una porción de un sistema transmisor de MIMO capaz de proporcionar un procesamiento diferente para diferentes tipos de transmisión y que también emplea el OFDM;

las FIGS. 5 y 6 son diagramas de bloques de dos modos de realización de un sistema receptor que tiene múltiples (N_R) antenas receptoras y son capaces de procesar una transmisión de datos en base a una técnica de inversión de matriz de correlación de canal (CCMI) y un error cuadrático medio no sesgado (UMMSE), respectivamente;

la FIG. 7A muestra el rendimiento promedio para el sistema de MIMO para tres técnicas de procesamiento del receptor y para diferentes valores de SNR; y

la FIG. 7B muestra las funciones de distribución de probabilidad acumulativa (CDF) para las tres técnicas de procesamiento del receptor generadas en base al histograma de los datos.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

[0010] La FIG. 1 es un diagrama de un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) 100 capaz de implementar diversos aspectos y modos de realización de la invención. El sistema 100 incluye un primer sistema 110 en comunicación con un segundo sistema 150. El sistema 100 se puede hacer funcionar para emplear una combinación de diversidad de antenas, frecuencias y temporal (descrita a continuación), para incrementar la eficacia espectral, mejorar el rendimiento y potenciar la flexibilidad. En un aspecto, el sistema 150 se puede hacer funcionar para determinar las características del enlace de comunicación e informar la información de estado de canal (CSI) al sistema 110, y el sistema 110 se puede hacer funcionar para ajustar el procesamiento (por ejemplo, la codificación y la modulación) de los datos para transmitirse en base a la CSI informada.

[0011] Dentro del sistema 110, una fuente de datos 112 proporciona datos (es decir, bits de información) a un procesador de datos de transmisión (TX) 114, que codifica los datos de acuerdo con un esquema de codificación particular, intercala (es decir, reordena) los datos codificados en base a un esquema de intercalación particular, y mapea los bits intercalados en símbolos de modulación para uno o más canales de transmisión usados para transmitir los datos. La codificación incrementa la fiabilidad de la transmisión de datos. El intercalado proporciona la diversidad de tiempo para los bits codificados, permite que los datos se transmitan en base a una señal a ruido más interferencia (SNR) promedio para los canales de transmisión usados para la transmisión de datos, combate el desvanecimiento y retira además la correlación entre los bits codificados usados para formar cada símbolo de modulación. El intercalado puede proporcionar además diversidad de frecuencias si los bits codificados se transmiten a través de múltiples subcanales de frecuencia. De acuerdo con un aspecto de la invención, la codificación, el intercalado y el mapeo de símbolos (o una combinación de los mismos) se realizan en base a la CSI total o parcial disponible para el sistema 110, como se indica en la FIG. 1.

[0012] La codificación, el intercalado y el mapeo de símbolos en el sistema transmisor 110 se pueden realizar en base a numerosos esquemas. Un esquema específico se describe en la solicitud de patente de EE. UU. con número de serie 09/776.073, titulada "CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM [SISTEMA DE CODIFICACIÓN PARA UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICA]", presentada el 1 de febrero de 2001, asignada al cesionario de la presente solicitud.

[0013] El sistema de MIMO 100 emplea múltiples antenas en los extremos transmisor y receptor del enlace de comunicación. Estas antenas transmisoras y receptoras se pueden usar para proporcionar diversas formas de diversidad espacial, incluyendo la diversidad de transmisión y la diversidad de recepción. La diversidad espacial se caracteriza por el uso de múltiples antenas transmisoras y una o más antenas receptoras. La diversidad de transmisión se caracteriza por la transmisión de datos a través de múltiples antenas transmisoras. Típicamente, el procesamiento adicional se realiza sobre los datos transmitidos desde las antenas transmisoras para lograr la diversidad deseada. Por ejemplo, los datos transmitidos desde distintas antenas transmisoras se pueden retardar o reordenar en el tiempo, o codificar e intercalar entre las antenas transmisoras disponibles, y así sucesivamente. La diversidad de recepción se caracteriza por la recepción de las señales transmitidas en múltiples antenas receptoras, y la diversidad se logra simplemente recibiendo las señales a través de diferentes trayectos de señales.

[0014] El sistema 100 se puede hacer funcionar en un número de modos de comunicación, empleando cada modo de comunicación la diversidad de antenas, de frecuencias o temporal, o una combinación de las mismas. Los modos de comunicación pueden incluir, por ejemplo, un modo de comunicación «de diversidad» y un modo de comunicación «MIMO». El modo de comunicación de diversidad emplea diversidad para mejorar la fiabilidad del enlace de comunicación. En una aplicación común del modo de comunicación de diversidad, que también se denomina modo de comunicación de diversidad «puro», los datos se transmiten desde todas las antenas transmisoras disponibles a

la unidad receptora de destino. El modo de comunicación de diversidad puro se puede usar en los casos donde sean bajos los requisitos de velocidad de transferencia de datos, o cuando sea baja la relación C/I, o cuando sean ciertos ambos hechos. El modo de comunicación de MIMO emplea la diversidad de antenas en ambos extremos del enlace de comunicación (es decir, múltiples antenas transmisoras y múltiples antenas receptoras) y se usa en general tanto para mejorar la fiabilidad como para aumentar la capacidad del enlace de comunicaciones. El modo de comunicación de MIMO puede emplear además la diversidad de frecuencias y/o temporal en combinación con la diversidad de antenas.

[0015] El sistema 100 puede utilizar además la modulación de división ortogonal de frecuencia (OFDM), que particiona eficazmente la banda de frecuencia de funcionamiento en un número de subcanales de frecuencia (L) (es decir, periodos de frecuencia). En cada ranura temporal (es decir, un intervalo de tiempo particular que puede ser dependiente del ancho de banda del subcanal de frecuencia), un símbolo de modulación se puede transmitir en cada uno de los L subcanales de frecuencia.

[0016] El sistema 100 se puede hacer funcionar para transmitir datos a través de un número de canales de transmisión. Como se indicó anteriormente, un canal de MIMO se puede descomponer en N_C canales independientes, con $N_C \leq \min \{N_T, N_R\}$. Cada uno de los N_C canales independientes también se conoce como subcanal espacial del canal de MIMO. Para un sistema de MIMO que no utiliza el OFDM, puede existir solo un subcanal de frecuencia y cada subcanal espacial se puede denominar «canal de transmisión». Para un sistema de MIMO que utiliza el OFDM, cada subcanal espacial de cada subcanal de frecuencia se puede denominar canal de transmisión. Y para un sistema OFDM que no funciona en el modo de comunicación de MIMO, solo existe un subcanal espacial y cada subcanal de frecuencia se puede denominar canal de transmisión.

[0017] Un sistema de MIMO puede proporcionar un rendimiento mejorado si se utilizan las dimensiones adicionales creadas por las múltiples antenas transmisoras y receptoras. Aunque esto no requiere necesariamente el conocimiento de la CSI en el transmisor, son posibles una eficiencia y un rendimiento mayores del sistema cuando el transmisor esté equipado con la CSI, lo que es descriptivo de las características de transmisión desde las antenas transmisoras a las antenas receptoras. La CSI se puede clasificar como «CSI total» o «CSI parcial».

[0018] La CSI total incluye una caracterización suficiente (por ejemplo, la amplitud y la fase) en todo el ancho de banda del sistema (es decir, cada subcanal de frecuencia) para el trayecto de propagación entre cada par de antenas transmisoras-receptoras en la matriz MIMO $N_T x N_R$. El procesamiento de la CSI total implica que (1) la caracterización del canal está disponible tanto en el transmisor como en el receptor, (2) el transmisor calcula los modos propios para el canal de MIMO (descrito a continuación), determina los símbolos de modulación que se transmitirán en los modos propios, condiciona previamente de forma lineal (filtra) los símbolos de modulación, y transmite los símbolos de modulación condicionados previamente, y (3) el receptor realiza un procesamiento complementario (por ejemplo, un filtro adaptado espacial) del procesamiento de transmisión lineal en base a la caracterización del canal para calcular los N_C coeficientes de filtro adaptado espacial necesarios para cada canal de transmisión (es decir, cada modo propio). El procesamiento de la CSI total implica además el procesamiento de los datos (por ejemplo, la selección de los esquemas de codificación y modulación adecuados) para cada canal de transmisión en base al valor propio del canal (descrito a continuación) para derivar los símbolos de modulación.

[0019] La CSI parcial puede incluir, por ejemplo, la señal a ruido más interferencia (SNR) de los canales de transmisión (es decir, la SNR para cada subcanal espacial para un sistema de MIMO sin OFDM, o la SNR para cada subcanal de frecuencia de cada subcanal espacial para un sistema de MIMO con OFDM). El procesamiento de la CSI parcial puede implicar el procesamiento de los datos (por ejemplo, la selección de los esquemas de codificación y modulación adecuados) para cada canal de transmisión en base a la SNR del canal.

[0020] Con referencia a la FIG. 1, un procesador de MIMO de TX 120 recibe y procesa los símbolos de modulación desde el procesador de datos de TX 114 para proporcionar símbolos adecuados para la transmisión a través del canal de MIMO. El procesamiento realizado por el procesador de MIMO de TX 120 depende de si se emplea un procesamiento de la CSI total o parcial, y se describe con más detalle a continuación.

[0021] Para el procesamiento de la CSI total, el procesador de MIMO de TX 120 puede demultiplexar y condicionar previamente los símbolos de modulación. Y para el procesamiento de la CSI parcial, el procesador de MIMO de TX 120 puede simplemente demultiplexar los símbolos de modulación. El procesamiento de MIMO de CSI total y parcial se describe con más detalle a continuación. Para un sistema de MIMO que emplea el procesamiento de la CSI total pero no el OFDM, el procesador de MIMO de TX 120 proporciona un flujo de símbolos de modulación condicionados previamente para cada antena transmisora, un símbolo de modulación condicionado previamente por ranura temporal. Cada símbolo de modulación condicionado previamente es una combinación lineal (y ponderada) de N_C símbolos de modulación en una ranura temporal dada para los N_C subcanales espaciales, como se describe con más detalle a continuación. Para un sistema de MIMO que emplea el procesamiento de la CSI total y del OFDM, el procesador de MIMO de TX 120 proporciona un flujo de vectores de símbolos de modulación condicionados previamente para cada antena transmisora, incluyendo cada vector L símbolos de modulación condicionados previamente para los L subcanales de frecuencia para una ranura temporal dada. Para un sistema de MIMO que emplea un procesamiento de la CSI parcial pero no el OFDM, el procesador de MIMO de TX 120 proporciona un flujo de símbolos de modulación

para cada antena transmisora, un símbolo de modulación por ranura temporal. Y para un sistema de MIMO que emplea un procesamiento de la CSI parcial y el OFDM, el procesador de MIMO de TX 120 proporciona un flujo de vectores de símbolos de modulación para cada antena transmisora, incluyendo cada vector L símbolos de modulación para los L subcanales de frecuencia para una ranura temporal dada. Para todos los casos descritos anteriormente, cada flujo de símbolos de modulación (no condicionados o condicionados previamente) o de vectores de símbolos de modulación se recibe y modula mediante un respectivo modulador (MOD) 122, y se transmite a través de una antena asociada 124.

[0022] En el modo de realización mostrado en la FIG. 1, el sistema receptor 150 incluye un número de antenas receptoras 152 que reciben las señales transmitidas y proporcionan las señales recibidas a los respectivos demoduladores (DEMOD) 154. Cada demodulador 154 realiza un procesamiento complementario al realizado en el modulador 122. Los símbolos demodulados de todos los demoduladores 154 se proporcionan a un procesador de MIMO de recepción (RX) 156 y se procesan de la manera descrita a continuación. Los símbolos de modulación recibidos para los canales de transmisión se proporcionan entonces a un procesador de datos de RX 158, que realiza un procesamiento complementario al realizado por el procesador de datos de TX 114. En un diseño específico, el procesador de datos de RX 158 proporciona valores de bits indicativos de los símbolos de modulación recibidos, desintercala los valores de bits y decodifica los valores desintercalados para generar bits decodificados, que se proporcionan entonces a un colector de datos 160. El desmapeo de símbolos, el desintercalado y la decodificación recibidos son complementarios al mapeo de símbolos, al intercalado y a la codificación realizados en el sistema de transmisor 110. El procesamiento por el sistema receptor 150 se describe con más detalle a continuación.

[0023] Los subcanales espaciales de un sistema de MIMO (o más en general, los canales de transmisión en un sistema de MIMO con o sin OFDM) experimentan típicamente diferentes condiciones de enlace (por ejemplo, diferentes efectos de desvanecimiento y multitrayecto) y pueden lograr diferentes SNR. En consecuencia, la capacidad de los canales de transmisión puede ser diferente de un canal a otro. Esta capacidad se puede cuantificar por la tasa de bits de información (es decir, el número de bits de información por símbolo de modulación) que se puede transmitir en cada canal de transmisión para un nivel particular de rendimiento. Además, las condiciones de enlace varían típicamente con el tiempo. Como resultado, las tasas de bits de datos soportadas para los subcanales de frecuencia también varían con el tiempo. Para utilizar más completamente la capacidad de los canales de transmisión, se puede determinar la CSI descriptiva de las condiciones de enlace (típicamente en la unidad receptora) y proporcionarla a la unidad transmisora de modo que el procesamiento se pueda ajustar (o adaptar) en consecuencia. Los aspectos de la invención proporcionan técnicas para determinar y utilizar la CSI (total o parcial) para proporcionar un rendimiento mejorado del sistema.

Sistema transmisor de MIMO con procesamiento de la CSI parcial

[0024] La FIG. 2A es un diagrama de bloques de un modo de realización de un sistema transmisor de MIMO 110a, que es un modo de realización de la porción transmisora del sistema 110 en la FIG. 1. El sistema transmisor 110a (que no utiliza el OFDM) es capaz de ajustar su procesamiento en base a la CSI parcial informada por el sistema receptor 150. El sistema 110a incluye (1) un procesador de datos de TX 114a que recibe y procesa bits de información para proporcionar símbolos de modulación y (2) un procesador de MIMO de TX 120a que demultiplexa los símbolos de modulación para las N_T antenas transmisoras.

[0025] El procesador de datos de TX 114a es un modo de realización del procesador de datos de TX 114 en la FIG. 1, y muchos otros diseños también se pueden usar para el procesador de datos de TX 114 y están dentro del alcance de la invención. En el modo de realización específico mostrado en la FIG. 2A, el procesador de datos de TX 114a incluye un codificador 202, un intercalador de canales 204, un perforador 206 y un elemento de mapeo de símbolos 208. El codificador 202 recibe y codifica los bits de información de acuerdo con uno o más esquemas de codificación particulares para proporcionar bits codificados. El intercalador de canales 204 intercala los bits codificados en base a un esquema de intercalado particular para proporcionar diversidad. El perforador 206 perfora cero o más de los bits codificados intercalados para proporcionar el número deseado de bits codificados. Y el elemento de mapeo de símbolos 208 mapea el bit codificado no perforado en símbolos de modulación para uno o más canales de transmisión usados para transmitir los datos.

[0026] Aunque no se muestra en la FIG. 2A por simplicidad, los datos piloto (por ejemplo, los datos de patrón conocido) se pueden codificar y multiplexar con los bits de información procesados. Los datos piloto procesados se pueden transmitir (por ejemplo, de manera multiplexada por división de tiempo) en todos o en un subconjunto de los canales de transmisión usados para transmitir los bits de información. Los datos piloto se pueden usar en el receptor para realizar la estimación de canal, como se conoce en la técnica y se describe con más detalle a continuación.

[0027] Como se muestra en la FIG. 2A, la codificación y la modulación se pueden ajustar en base a la CSI parcial informada por el sistema receptor 150. En un modo de realización, la codificación adaptativa se logra usando un código base fijo (por ejemplo, un código Turbo de 1/3 de velocidad) y ajustando la perforación para lograr la tasa de código deseada, como se soporta por la SNR del canal de transmisión usado para transmitir datos. De forma alternativa, se pueden usar diferentes esquemas de codificación en base a la CSI parcial informada (como lo indica la flecha discontinua en el bloque 202). Por ejemplo, cada uno de los canales de transmisión se puede codificar con un

código independiente. Con este esquema de codificación, se puede usar un esquema de procesamiento de receptor de «anulación/ecualización y cancelación de interferencia» sucesivos para detectar y decodificar los flujos de datos para obtener una estimación más fiable de los flujos de datos transmitidos. Uno de dichos esquemas de procesamiento del receptor se describe por P.W. Wolniansky, et al. en un artículo titulado «V-BLAST: V-BLAST: An Architecture for Achieving Very High Data Rates over the Rich-Scattering Wireless Channel (V-BLAST: Una arquitectura para lograr velocidades de transferencia de datos muy altas a través del canal inalámbrico de dispersión rica», Proc. ISSSE-98, Pisa, Italia.

[0028] Para cada canal de transmisión, el elemento de mapeo de símbolos 208 se puede diseñar para agrupar conjuntos de grupos de bits codificados no perforados para formar símbolos no binarios, y para mapear los símbolos no binarios en puntos en una constelación de señales correspondiente a un esquema de modulación particular (por ejemplo, QPSK, M-PSK, M-QAM, o algún otro esquema) seleccionado para ese canal de transmisión. Cada punto mapeado corresponde a un símbolo de modulación. El número de bits de información que se pueden transmitir para cada símbolo de modulación para un nivel particular de rendimiento (por ejemplo, una tasa de error de paquetes del uno por ciento) es dependiente de la SNR del canal de transmisión. Por tanto, el esquema de codificación y el esquema de modulación para cada canal de transmisión se pueden seleccionar en base a la CSI parcial informada. El intercalado de canales también se puede ajustar en base a la CSI parcial informada (como lo indica la flecha discontinua en el bloque 204).

[0029] La Tabla 1 enumera diversas combinaciones de tasa de codificación y esquema de modulación que se pueden usar para un número de rangos de SNR. La tasa de bits soportada para cada canal de transmisión se puede lograr usando una cualquiera de un número de combinaciones posibles de tasa de codificación y esquema de modulación. Por ejemplo, un bit de información por símbolo se puede lograr usando (1) una tasa de codificación de 1/2 y modulación QPSK, (2) una tasa de codificación de 1/3 y modulación 8-PSK, (3) una tasa de codificación de 1/4 y 16-QAM, o alguna otra combinación de tasa de codificación y esquema de modulación. En la Tabla 1, se usan QPSK, 16-QAM y 64-QAM para los rangos de SNR enumerados. También se pueden usar otros esquemas de modulación tales como 8-PSK, 32-QAM, 128-QAM, etc., y están dentro del alcance de la invención.

Tabla 1

Rango de SNR	# de bits/símbolo de información	Símbolo de modulación	# de bits/símbolo codificados	Tasa de codificación
1,5 - 4,4	1	QPSK	2	1/2
4,4 - 6,4	1,5	QPSK	2	3/4
6,4 - 8,35	2	16-QAM	4	1/2
8,35 - 10,4	2,5	16-QAM	4	5/8
10,4 - 12,3	3	16-QAM	4	3/4
12,3 - 14,15	3,5	64-QAM	6	7/12
14,15 - 15,55	4	64-QAM	6	2/3
15,55 - 17,35	4,5	64-QAM	6	3/4
> 17,35	5	64-QAM	6	5/6

[0030] Los símbolos de modulación del procesador de datos de TX 114a se proporcionan a un procesador de MIMO de TX 120a, que es un modo de realización del procesador de MIMO de TX 120 en la FIG. 1. Dentro del procesador de MIMO de TX 120a, un demultiplexor 214 demultiplexa los símbolos de modulación recibidos en un número de (N_T) flujos de símbolos de modulación, un flujo para cada antena usada para transmitir los símbolos de modulación. Cada flujo de símbolos de modulación se proporciona a un respectivo modulador 122. Cada modulador 122 convierte los símbolos de modulación en una señal analógica, y además amplifica, filtra, modula en cuadratura y convierte de manera ascendente la señal para generar una señal modulada adecuada para la transmisión a través del enlace inalámbrico.

[0031] Si el número de subcanales espaciales es menor que el número de antenas transmisoras disponibles (es decir, $N_C < N_T$), se pueden usar entonces diversos esquemas para la transmisión de datos. En un esquema, se generan N_C flujos de símbolos de modulación y se transmiten en un subconjunto (es decir, N_C) de las antenas transmitidas disponibles. Las (N_T - N_C) antenas transmisoras restantes no se usan para la transmisión de datos. En otro esquema, los grados de libertad adicionales proporcionados por las (N_T - N_C) antenas transmisoras adicionales se usan para mejorar la fiabilidad de la transmisión de datos. Para este esquema, cada uno de uno o más flujos de datos se puede codificar, posiblemente intercalar y transmitir a través de múltiples antenas transmisoras. El uso de múltiples antenas transmisoras para un flujo de datos aumenta la diversidad y mejora la fiabilidad frente a los efectos perjudiciales del trayecto.

<u>Sistema transmisor de MIMO con el procesamiento de la CSI total</u>

[0032] La FIG. 2B es un diagrama de bloques de un modo de realización de un sistema transmisor de MIMO 110b (que no utiliza el OFDM) capaz de procesar datos en base a la CSI total informada por el sistema receptor 150. Los bits de información se codifican, intercalan, y se mapean los símbolos por un procesador de datos de TX 114 para generar símbolos de modulación. La codificación y la modulación se pueden ajustar en base a la CSI total disponible informada por el sistema receptor, y se pueden realizar como se describe anteriormente para el sistema transmisor de MIMO 110a.

[0033] Dentro de un procesador de MIMO de TX 120b, un procesador de MIMO de canal 212 demultiplexa los símbolos de modulación recibidos en un número de (N_C) flujos de símbolos de modulación, un flujo para cada subcanal espacial (es decir, modo propio) usado para transmitir los símbolos de modulación. Para el procesamiento de la CSI total, el procesador de MIMO de canal 212 condiciona previamente los N_C símbolos de modulación en cada ranura temporal para generar N_T símbolos de modulación condicionados previamente, de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & e_{1N_c} \\ e_{21}, & e_{22}, & e_{2N_c} \\ & & \\ e_{N_T1}, & e_{N_T1}, & e_{N_TN_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_C} \end{bmatrix} \qquad \text{Ec. (1)}$$

donde b_1, b_2,... y b_{Nc} son respectivamente los símbolos de modulación para los subcanales espaciales 1, 2,... N_{Nc}, donde cada uno de los N_C símbolos de modulación se puede generar usando, por ejemplo, M-PSK, M-QAM, o algún otro esquema de modulación;

e_{ij} son elementos de una matriz de vector propio E relativa a las características de transmisión desde las antenas transmisoras a las antenas receptoras; y

x_1, x_2,... x_{NT} son los símbolos de modulación condicionados previamente, que se pueden expresar como:

$$x_1 = b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \ \dots \ + b_{N_C} \cdot e_{1N_C} \ ,$$

$$x_2 = b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \ \dots \ + b_{N_C} \cdot e_{2N_C} \ ,$$

y

$$x_{N_T} = b_1 \cdot e_{N_T1} + b_2 \cdot e_{N_T2} + \ \dots \ + b_{N_C} \cdot e_{N_TN_C} \ .$$

La matriz de vector propio **E** se puede calcular por el transmisor o se proporciona por el receptor al transmisor.

[0034] Para el procesamiento de la CSI total, cada símbolo de modulación condicionado previamente, x_i, para una antena transmisora particular, representa una combinación lineal de símbolos de modulación (ponderados) para hasta N_C subcanales espaciales. El esquema de modulación empleado para cada uno de los símbolos de modulación x_i se basa en la SNR eficaz de ese modo propio y es proporcional a un valor propio, λ_i (descrito a continuación). Cada uno de los símbolos de modulación N_C usados para generar cada símbolo de modulación condicionado previamente se puede asociar con una constelación de señales diferente. Para cada ranura temporal, los N_T símbolos de modulación condicionados previamente generados por el procesador de MIMO de canal 212 se demultiplexan por un demultiplexor 214 y se proporcionan a los N_T moduladores 122.

[0035] El procesamiento de la CSI total se puede realizar en base a la CSI disponible y a las antenas transmisoras seleccionadas. El procesamiento de la CSI total también se puede habilitar y deshabilitar selectiva y dinámicamente. Por ejemplo, el procesamiento de la CSI total se puede habilitar para una transmisión específica y deshabilitar para algunas otras transmisiones de datos. El procesamiento de la CSI se puede habilitar en ciertas condiciones, por ejemplo, cuando el enlace de comunicación tenga una SNR adecuada.

Sistema transmisor de MIMO con OFDM

[0036] La FIG. 3 es un diagrama de bloques de un modo de realización de un sistema transmisor de MIMO 110c, que utiliza el OFDM y es capaz de ajustar su procesamiento en base a la CSI total o parcial. Los bits de información se codifican, intercalan, perforan, y se mapean los símbolos por un procesador de datos de TX 114 para generar símbolos de modulación. La codificación y la modulación se pueden ajustar en base a la CSI total o parcial disponible informada por el sistema receptor. Para un sistema de MIMO con OFDM, los símbolos de modulación se pueden transmitir en múltiples subcanales de frecuencia y desde múltiples antenas transmisoras. Cuando funciona en un modo de comunicación de MIMO puro, la transmisión en cada subcanal de frecuencia y desde cada antena transmisora representa datos no duplicados.

[0037] Dentro de un procesador de MIMO 120c, un demultiplexor (DEMUX) 310 recibe y demultiplexa los símbolos de modulación en un número de flujos de símbolos de subcanal, S_1 a S_L, un flujo de símbolos de subcanal para cada subcanal de frecuencia usado para transmitir los símbolos.

[0038] Para el procesamiento de la CSI total, cada flujo de símbolos de subcanal se proporciona a un respectivo procesador de MIMO de subcanal 312. Cada procesador de MIMO de subcanal 312 demultiplexa el flujo de símbolos de subcanal recibido en un número de (hasta N_C) subflujos de símbolos, un subprograma de símbolos para cada subcanal espacial usado para transmitir los símbolos de modulación. Para el procesamiento de la CSI total en un sistema OFDM, los modos propios se derivan y se aplican por cada base de subcanal por frecuencia. Por lo tanto, cada procesador de MIMO de subcanal 312 condiciona previamente hasta N_C símbolos de modulación de acuerdo con la ecuación (1) para generar símbolos de modulación condicionados previamente. Cada símbolo de modulación condicionado previamente para una antena transmisora particular de un subcanal de frecuencia particular representa una combinación lineal de símbolos de modulación (ponderados) para hasta N_C subcanales espaciales.

[0039] Para el procesamiento de la CSI total, los (hasta) N_T símbolos de modulación condicionados previamente generados por cada procesador de MIMO de subcanal 312 para cada ranura temporal se demultiplexan por un respectivo demultiplexor 314 y se proporcionan a (hasta) N_T combinadores de símbolos 316a a 316t. Por ejemplo, el procesador de MIMO de subcanal 312a asignado al subcanal de frecuencia 1 puede proporcionar hasta N_T símbolos de modulación condicionados previamente para el subcanal de frecuencia 1 de las antenas 1 a N_T. De forma similar, el procesador de MIMO de subcanal 312*l* asignado al subcanal de frecuencia L puede proporcionar hasta N_T símbolos para el subcanal de frecuencia L de las antenas 1 a N_T.

[0040] Y para el procesamiento de la CSI parcial, cada flujo de símbolos de subcanal, S, se demultiplexa mediante un respectivo demultiplexor 314 y se proporciona a (hasta) N_T combinadores de símbolos 316a a 316t. El procesamiento mediante el procesador de MIMO de subcanal 312 se desvía para el procesamiento de la CSI parcial.

[0041] Cada combinador 316 recibe los símbolos de modulación para L subcanales de frecuencia, combina los símbolos para cada ranura temporal en un vector de símbolos de modulación, y proporciona el vector de símbolos de modulación a la siguiente etapa de procesamiento (por ejemplo, el modulador 122).

[0042] El procesador de MIMO 120c por tanto recibe y procesa los datos codificados correspondientes a N_T vectores de símbolos de modulación, V_1 a V_{NT}, un vector de símbolos de modulación para cada antena transmisora. Cada vector de símbolos de modulación V cubre una única ranura temporal, y cada elemento del vector de símbolos de modulación V está asociado con un subcanal de frecuencia específico que tiene una subportadora única en la que se transmite el símbolo de modulación. Si no funciona en un modo de comunicación de MIMO «puro», algunos de los vectores de símbolos de modulación pueden tener información duplicada o redundante en subcanales de frecuencia específicos para diferentes antenas transmisoras.

[0043] La FIG. 3 también muestra un modo de realización del modulador 122 para el OFDM. Los vectores de símbolos de modulación V_1 a V_{NT} del procesador de MIMO 120c se proporcionan, respectivamente, a los moduladores 122a a 122t. En el modo de realización mostrado en la FIG. 3, cada modulador 122 incluye una transformada rápida de Fourier inversa (IFFT) 320, un generador de prefijo cíclico 322 y un convertidor ascendente 324.

[0044] La IFFT 320 convierte cada vector de símbolos de modulación recibido en su representación de dominio temporal (que se denomina símbolo de OFDM) usando la IFFT. La IFFT 320 se puede diseñar para realizar la IFFT sobre cualquier número de subcanales de frecuencia (por ejemplo, 8, 16, 32, etc.). En un modo de realización, para cada vector de símbolos de modulación convertido en un símbolo de OFDM, el generador de prefijo cíclico 322 repite una porción de la representación de dominio temporal del símbolo de OFDM para formar el símbolo de transmisión para la antena transmisora específica. El prefijo cíclico garantiza que el símbolo de transmisión retiene sus propiedades ortogonales en presencia de la dispersión de retardo de multitrayecto, mejorando de este modo el rendimiento frente a los efectos nocivos del trayecto. La implementación de la IFFT 320 y de cada generador de prefijo cíclico 322 se conoce en la técnica y no se describe en detalle en el presente documento.

[0045] Las representaciones de dominio temporal de cada generador de prefijo cíclico 322 (es decir, los símbolos de transmisión para cada antena) se procesan entonces (por ejemplo, se convierten en una señal analógica, se modulan, se amplifican y se filtran) por el convertidor ascendente 324 para generar una señal modulada, que se transmite entonces desde la respectiva antena 124.

[0046] La modulación de OFDM se describe en mayor detalle en un artículo titulado “Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come [Modulación de portadora múltiple para la transmisión de datos: Una idea para la cual ya ha llegado la hora]", de John A.C. Bingham, IEEE Communications Magazine [Revista de Comunicaciones del IEEE], mayo de 1990.

[0047] Un sistema de comunicación puede transmitir un número de tipos diferentes de transmisión (por ejemplo, voz, señalización, datos, piloto, y así sucesivamente). Cada una de estas transmisiones puede requerir un procesamiento diferente.

[0048] La FIG. 4 es un diagrama de bloques de una porción de un sistema transmisor de MIMO 110d capaz de proporcionar un procesamiento diferente para diferentes tipos de transmisión y que también emplea el OFDM. Los datos de entrada agregados, que incluyen todos los bits de información que se van a transmitir por el sistema 110d, se proporcionan a un demultiplexor 408. El demultiplexor 408 demultiplexa los datos de entrada en un número de (K) flujos de datos de canal, B_1 a B_K. Cada flujo de datos de canal puede corresponder, por ejemplo, a un canal de señalización, a un canal de radiodifusión, a una llamada de voz o a una transmisión de datos de tráfico. Cada flujo de datos de canal se proporciona a un respectivo procesador de datos de TX 114 que codifica los datos usando un esquema de codificación particular seleccionado para ese flujo de datos de canal, intercala los datos codificados en base a un esquema de intercalación particular y mapea los bits intercalados en símbolos de modulación para uno o más canales de transmisión usados para transmitir ese flujo de datos de canal.

[0049] La codificación se puede realizar por cada transmisión (es decir, en cada flujo de datos de canal, como se muestra en la FIG. 4). Sin embargo, la codificación también se puede realizar sobre los datos de entrada agregados (como se muestra en la FIG. 1), sobre un número de flujos de datos de canal, en una porción de un flujo de datos de canal, a través de un conjunto de subcanales de frecuencia, a través de un conjunto de subcanales espaciales, a través de un conjunto de subcanales de frecuencia y espaciales, a través de cada subcanal de frecuencia, en cada símbolo de modulación, o en alguna otra unidad de tiempo, espacio y frecuencia.

[0050] El flujo de símbolos de modulación desde cada procesador de datos de TX 114 se puede transmitir en uno o más subcanales de frecuencia y a través de uno o más subcanales espaciales de cada subcanal de frecuencia. Un procesador de MIMO de TX 120d recibe los flujos de símbolos de modulación desde los procesadores de datos de TX 114. Dependiendo del modo de comunicación que se vaya a usar para cada flujo de símbolos de modulación, el procesador de MEMO de TX 120d puede demultiplexar el flujo de símbolos de modulación en un número de flujos de símbolos de subcanal. En el modo de realización mostrado en la FIG. 4, el flujo de símbolos de modulación S_1 se transmite en un subcanal de frecuencia y el flujo de símbolos de modulación S_K se transmite en L subcanales de frecuencia. El flujo de modulación para cada subcanal de frecuencia se procesa mediante un respectivo procesador de MIMO de subcanal 412, se demultiplexa por el demultiplexor 414 y se combina mediante el combinador 416 (por ejemplo, de manera similar a la descrita en la Figura 3) para formar un vector de símbolos de modulación para cada antena transmisora.

[0051] En general, un sistema transmisor codifica y modula los datos para cada canal de transmisión en base a la información descriptiva de la capacidad de transmisión de ese canal. Esta información está típicamente en la forma de CSI total o de CSI parcial descrita anteriormente. La CSI total/parcial para los canales de transmisión usados para la transmisión de datos se determina típicamente en el sistema receptor y se informa al sistema transmisor, que usa entonces la información para ajustar la codificación y la modulación en consecuencia. Las técnicas descritas en el presente documento son aplicables para múltiples canales de transmisión paralelos soportados por MIMO, OFDM, o cualquier otro esquema de comunicación (por ejemplo, un esquema CDMA) capaz de soportar múltiples canales de transmisión paralelos.

[0052] El procesamiento de MIMO se describe con más detalle en la solicitud de patente de EE. UU. N. º 09/532 492, titulada «HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION (SISTEMA DE COMUNICACIÓN DE ALTA EFICIENCIA Y ALTO RENDIMIENTO QUE EMPLEA MODULACIÓN DE MÚLTIPLES PORTADORAS)», presentada el miércoles, 22 de marzo de 2000, cedida al cesionario de la presente invención.

Sistema receptor MIMO

[0053] Los aspectos de la invención proporcionan técnicas para procesar las señales recibidas en un sistema de MIMO para recuperar los datos transmitidos y estimar las características del canal de MIMO. Las características de canal estimadas se pueden informar entonces al sistema transmisor y usar para ajustar el procesamiento de señales (por ejemplo, codificación, modulación, y así sucesivamente). De esta manera, se logra un alto rendimiento en base a las determinadas condiciones de canal. Las técnicas de procesamiento del receptor descritas en el presente documento incluyen una técnica de inversión de matriz de correlación de canal (CCMI), una técnica de error cuadrático medio mínimo no sesgado (UMMSE) y una técnica de la CSI total, todas las cuales se describen con más detalle a continuación. También se pueden implementar otros diseños y están dentro del alcance de la invención.

[0054] La FIG. 1 muestra el sistema receptor 150 que tiene múltiples (N_R) antenas receptoras y es capaz de procesar una transmisión de datos. Las señales transmitidas desde hasta N_T antenas transmisoras se reciben por cada una de las N_R antenas 152a a 152r y se enrutan a un respectivo demodulador (DEMOD) 154 (que también se denomina procesador frontal). Por ejemplo, la antena receptora 152a puede recibir un número de señales transmitidas desde un número de antenas transmisoras, y la antena receptora 152r puede recibir de manera similar múltiples señales transmitidas. Cada demodulador 154 condiciona (por ejemplo, filtra y amplifica) la señal recibida, convierte de manera

descendente la señal condicionada a una frecuencia intermedia o banda base, y digitaliza la señal convertida de manera descendente. Cada demodulador 154 puede demodular además las muestras digitalizadas con un piloto recibido para generar los símbolos de modulación recibidos, que se proporcionan al procesador de MIMO de RX 156.

[0055] Si se emplea el OFDM para la transmisión de datos, cada demodulador 154 realiza además un procesamiento complementario al realizado por el modulador 122 mostrado en la FIG. 3. En este caso, cada demodulador 154 incluye un procesador FFT (no mostrado) que genera representaciones transformadas de las muestras y proporciona un flujo de vectores de símbolos de modulación, incluyendo cada vector L símbolos de modulación para L subcanales de frecuencia. Los flujos de vectores de símbolos de modulación de los procesadores FFT de todos los demoduladores se proporcionan entonces a un demultiplexor/combinador (no mostrado en la FIG. 5), que primero «canaliza» el flujo de vectores de símbolos de modulación de cada procesador FFT en un número de (hasta L) flujos de símbolos de subcanal. Cada uno de los (hasta) L flujos de símbolos de subcanal se pueden proporcionar a un respectivo procesador de MIMO de RX 156.

[0056] Para un sistema de MIMO que no utiliza OFDM, se puede usar un procesador de MIMO de RX 156 para realizar el procesamiento de MIMO para los símbolos de modulación de las N_R antenas recibidas. Y para un sistema de MIMO que utiliza OFDM, se puede usar un procesador de MIMO de RX 156 para realizar el procesamiento de MIMO para los símbolos de modulación de las N_R antenas recibidas para cada uno de los L subcanales de frecuencia usados para la transmisión de datos.

[0057] En un sistema de MIMO con N_T antenas transmisoras y N_R antenas receptoras, las señales recibidas en la salida de las N_R antenas receptoras se pueden expresar como:

$$\underline{\mathbf{r}} = \mathbf{H}\underline{\mathbf{x}} + \underline{\mathbf{n}} \quad , \qquad \text{Ec. (2)}$$

donde $\underline{\mathbf{r}}$ es el vector de símbolos recibido (es decir, la salida del vector N_R x 1 del canal de MIMO, como se mide en las antenas receptoras), **H** es la matriz de coeficientes de canal N_R x N_T que da la respuesta del canal para las N_T antenas transmisoras y N_R antenas receptoras en un momento específico, $\underline{\mathbf{x}}$ es el vector de símbolos transmitido (es decir, la entrada del vector N_T x 1 en el canal de MIMO), y $\underline{\mathbf{n}}$ es un vector N_R x 1 que representa el ruido más la interferencia. El vector de símbolos recibido $\underline{\mathbf{r}}$ incluye N_R símbolos de modulación de N_R señales recibidas a través de N_R antenas receptoras en un momento específico. De forma similar, el vector de símbolos transmitido $\underline{\mathbf{x}}$ incluye N_T símbolos de modulación en las N_T señales transmitidas a través de N_T antenas transmisoras en un momento específico.

Receptor MIMO que utiliza la técnica CCMI

[0058] Para la técnica de CCMI, el sistema del receptor primero realiza una operación de filtro adaptado al canal en el vector de símbolos recibido $\underline{\mathbf{r}}$, y la salida filtrada se puede expresar como:

$$\mathbf{H}^H \underline{\mathbf{r}} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}\underline{\mathbf{x}} + \mathbf{H}^H \underline{\mathbf{n}} \quad , \qquad \text{Ec. (3)}$$

donde el superíndice"^{H}" representa un conjugado transpuesto y complejo. Se puede usar una matriz cuadrada **R** para indicar el producto de la matriz de coeficientes de canal **H** con su conjugado transpuesto $\mathbf{H}^H$ (es decir, $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$).

[0059] La matriz de coeficientes de canal **H** se puede derivar, por ejemplo, a partir de símbolos piloto transmitidos junto con los datos. A fin de realizar una recepción óptima y estimar la SNR de los canales de transmisión, a menudo es conveniente insertar algunos símbolos conocidos en el flujo de datos de transmisión y transmitir los símbolos conocidos a través de uno o más canales de transmisión. Dichos símbolos conocidos también se denominan símbolos piloto o señales piloto. Los procedimientos para estimar un único canal de transmisión en base a una señal piloto o a la transmisión de datos se pueden encontrar en un número de artículos disponibles en la técnica. F. Ling describe un procedimiento de estimación de canal de este tipo en un artículo titulado «Optimal Reception, Performance Bound, and Cutoff-Rate Analysis of References-Assisted Coherent CDMA Communications with Applications (Recepción óptima, límite de rendimiento y análisis de velocidad de corte de las comunicaciones de CDMA coherentes asistidas por referencias)», transacción en comunicación del IEEE, octubre de 1999. Este o algún otro procedimiento de estimación de canal se puede extender a la forma de matriz para derivar la matriz de coeficientes de canal **H**.

[0060] Una estimación del vector de símbolos transmitido, $\underline{\mathbf{x}}'$, se puede obtener multiplicando el vector de señal $\mathbf{H}^H\underline{\mathbf{r}}$ con la inversa (o pseudoinversa) de **R**, que se puede expresar como:

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{x}}' &= \mathbf{R}^{-1}\mathbf{H}^H \underline{\mathbf{r}} \\ &= \underline{\mathbf{x}} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{H}^H \underline{\mathbf{n}} \\ &= \underline{\mathbf{x}} + \underline{\mathbf{n}}' \quad . \end{aligned} \qquad \text{Ec. (4)}$$

De las ecuaciones anteriores, se puede observar que el vector de símbolos transmitido **x** se puede recuperar mediante un filtrado adaptado (es decir, multiplicando con la matriz $\mathbf{H}^H$) el vector de símbolos recibido **r** y multiplicando entonces el resultado filtrado con la matriz cuadrada inversa $\mathbf{R}^{-1}$.

[0061] La SNR de los canales de transmisión se puede determinar de la siguiente manera. La matriz de autocorrelación φ_{nn} del vector de ruido **n** se calcula primero a partir de la señal recibida. En general, φ_{nn} es una matriz hermitiana, es decir, es complejo-conjugado-simétrico. Si los componentes del ruido de canal no están correlacionados y son además independientes y están distribuidos de forma idéntica (iid), la matriz de autocorrelación φ_{nn} del vector de ruido **n** se puede expresar como:

$$\phi_{nn} = \sigma_n^2 \mathbf{I} \ ,$$

$$\phi_{nn}^{-1} = \frac{1}{\sigma_n^2}\mathbf{I} \ , \quad \text{y} \qquad \text{Ec. (5)}$$

donde I es la matriz de identidad (es decir, unos a lo largo de la diagonal y ceros de otro modo) y σ_n^2 es la varianza de ruido de las señales recibidas. La matriz de autocorrelación $\varphi_{n'n'}$ del vector de ruido procesado posteriormente **n'** (es decir, después del filtrado adaptado y la multiplicación previa con la matriz $\mathbf{R}^{-1}$) se puede expresar como:

$$\begin{aligned} \phi_{\mathbf{n'n'}} &= E[\underline{\mathbf{n}}'\underline{\mathbf{n}}'^H] \\ &= \sigma_n^2 \mathbf{R}^{-1} \end{aligned} \qquad \text{Ec. (6)}$$

De la ecuación (6), la varianza del ruido $\sigma_{n'}^2$ del i. º elemento del ruido procesado posteriormente **n'** es igual a

$$\sigma_n^2 r_{ii} \ ,$$

donde

$$r_{ii}$$

es el i. º elemento diagonal de $\mathbf{R}^{-1}$. Para un sistema de MIMO que no utiliza el OFDM, el elemento i. º es representativo de la i. ª antena de recepción. Y si se utiliza el OFDM, el subíndice «i» se puede descomponer entonces en un subíndice «jk», donde «j» representa el j. º subcanal de frecuencia y «k» representa el k. º subcanal espacial correspondiente a la k. ª antena de recepción.

[0062] Para la técnica de CCMI, la SNR del i. º elemento del vector de símbolos recibido después del procesamiento (es decir, el i. º elemento de **x'**) se puede expresar como:

$$SNR_i = \frac{\overline{|x'_i|^2}}{\sigma_{n'}^2} \ . \qquad \text{Ec. (7)}$$

Si la varianza del i. º símbolo transmitido $|x'_i|^2$ es igual a uno (1,0) en el promedio, la SNR del vector de símbolos recibido se puede expresar como:

$$SNR_i = \frac{1}{r_{ii}\sigma_n^2} \ .$$

La varianza de ruido se puede normalizar escalando el elemento i. º del vector de símbolos recibido desde

$$1/\sqrt{r_{ii}} \ .$$

[0063] Las señales escaladas desde las N_R antenas receptoras se pueden sumar para formar una señal combinada, que se puede expresar como:

$$x'_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} \frac{x'_i}{r_{ii}} . \qquad \text{Eq (8)}$$

La SNR de la señal combinada, SNR_{total}, tendría entonces una SNR combinada máxima que es igual a la suma de la SNR de las señales desde las N_R antenas receptoras. La SNR combinada se puede expresar como:

$$SNR_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} SNR_i = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^{N_R} \frac{1}{r_{ii}} . \qquad \text{Eq (9)}$$

[0064] La FIG. 5 muestra un modo de realización de un procesador de MIMO de RX 156a, que es capaz de implementar el procesamiento de CCMI descrito anteriormente. Dentro del procesador de MIMO de RX 156a, los multiplexores 512 multiplexan los símbolos de modulación a partir de las N_R antenas receptoras para formar un flujo de vectores de símbolos de modulación recibidos **r**. La matriz de coeficientes de canal **H** se puede estimar en base a señales piloto similares a los sistemas piloto asistidos convencionales de portadora única y portadora múltiple, como se conoce en la técnica. La matriz **R** se calcula entonces de acuerdo con $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H\mathbf{H}$ como se mostró anteriormente. Los vectores de símbolos de modulación recibidos **r** se filtran entonces por un filtro de adaptación 514, que multiplica previamente cada vector **r** con la matriz de coeficientes de canal de conjugado transpuesto $\mathbf{H}^H$, como se mostró anteriormente en la ecuación (3). Los vectores filtrados se multiplican previamente además por un multiplicador 516 con la matriz cuadrada inversa $\mathbf{R}^{-1}$ para formar una estimación **x'** del vector de símbolos de modulación transmitido **x**, como se mostró anteriormente en la ecuación (4).

[0065] Para ciertos modos de comunicación, los flujos de símbolos de subcanal de todas las antenas usadas para la transmisión del flujo de datos de canal se pueden proporcionar a un combinador 518, que combina información redundante a través del tiempo, el espacio y la frecuencia. Los símbolos de modulación combinados **x''** se proporcionan entonces al procesador de datos de RX 158. Para algunos otros modos de comunicación, los símbolos de modulación estimados **x'** se pueden proporcionar directamente al procesador de datos de RX 158 (no mostrado en la FIG. 5).

[0066] El procesador de MIMO de RX 156a genera por tanto un número de flujos de símbolos independientes correspondientes al número de canales de transmisión usados en el sistema transmisor. Cada flujo de símbolos incluye símbolos de modulación procesados posteriormente, que corresponden a los símbolos de modulación antes del procesamiento total/parcial de CSI en el sistema transmisor. Los flujos de símbolos (procesados posteriormente) se proporcionan entonces al procesador de datos de RX 158.

[0067] Dentro del procesador de datos de RX 158, cada flujo procesado posteriormente de símbolos de modulación se proporciona a un respectivo elemento de demodulación que implementa un esquema de demodulación (por ejemplo, M-PSK, M-QAM) que es complementario al esquema de modulación usado en el sistema transmisor para el canal que se esté procesando. Para el modo de comunicación de MIMO, los datos demodulados de todos los demoduladores asignados se pueden decodificar entonces independientemente, o multiplexar en un flujo de datos de canal y decodificar entonces, dependiendo del procedimiento de codificación y modulación empleado en la unidad transmisora. Cada flujo de datos de canal se puede proporcionar entonces a un respectivo decodificador que implemente un esquema de decodificación complementario al usado en la unidad transmisora para el flujo de datos de canal. Los datos decodificados de cada decodificador 640 representan una estimación de los datos transmitidos para ese flujo de datos de canal.

[0068] Los símbolos de modulación estimados **x'** y/o los símbolos de modulación combinados **x''** también se proporcionan a un procesador de CSI 520, que determina la CSI total o parcial para los canales de transmisión y proporciona la CSI total/parcial que se informa al sistema transmisor 110. Por ejemplo, el procesador de CSI 520 puede estimar la matriz de covarianza de ruido φ_{nn} del i. º canal de transmisión en base a la señal piloto recibida y calcular entonces la SNR en base a las ecuaciones (7) y (9). La SNR se puede estimar similar a los sistemas piloto asistidos convencionales de portadora única y portadora múltiple, como se conoce en la técnica. La SNR para los canales de transmisión comprende la CSI parcial que se informa al sistema transmisor. Los símbolos de modulación se proporcionan además a un estimador de canal 522 y a un procesador de matriz 524 que estiman respectivamente la matriz de coeficientes de canal **H** y derivan la matriz cuadrada **R**. Un controlador 530 se acopla al procesador de MIMO de RX 156a y al procesador de datos de RX 158 y dirige el funcionamiento de estas unidades.

Receptor MIMO que utiliza la técnica de UMMSE

[0069] Para la técnica de UMMSE, el sistema receptor realiza una multiplicación del vector de símbolos recibido **r** con una matriz **M** para derivar una estimación inicial MMSE **x̂** del vector de símbolos transmitido **x**, que se puede expresar como:

$$\hat{\underline{\mathbf{x}}} = \mathbf{M}\underline{\mathbf{r}} \ . \qquad \text{Ec. (10)}$$

La matriz **M** se selecciona de modo que se minimice el error cuadrático medio del vector de error **e** entre la estimación inicial de MMSE **x̂** y el vector de símbolos transmitido **x** (es decir, **e = x̂-x**).

[0070] Para determinar **M**, una función de coste ε se puede expresar primero como:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= E\{\underline{\mathbf{e}}^H \underline{\mathbf{e}}\} \\ &= E\{[\underline{\mathbf{r}}^H \mathbf{M}^H - \underline{\mathbf{x}}^H][\mathbf{M}\underline{\mathbf{r}} - \underline{\mathbf{x}}]\} \\ &= E\{\underline{\mathbf{r}}^H \mathbf{M}^H \mathbf{M}\underline{\mathbf{r}} - 2\mathrm{Re}[\underline{\mathbf{x}}^H \mathbf{M}\underline{\mathbf{r}}] + \underline{\mathbf{x}}^H \underline{\mathbf{x}}\} \ . \end{aligned}$$

Para minimizar la función de coste ε, se puede tomar una derivada de la función de coste con respecto a **M**, y el resultado se puede establecer en cero, como sigue:

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{M}} \varepsilon = 2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H - 2\mathbf{H} = \mathbf{0} \ .$$

Usando las ecualizaciones $E\{\underline{\mathbf{x}}\underline{\mathbf{x}}^H\} = \mathrm{I}$, $E\{\underline{\mathbf{r}}\underline{\mathbf{r}}^H\} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \varphi_{nn}$, y $E\{\underline{\mathbf{r}}\underline{\mathbf{x}}^H\} = \mathbf{H}$, se obtiene lo siguiente:

$$2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H = 2\mathbf{H} \ .$$

Por tanto, la matriz **M** se puede expresar como:

$$\mathbf{M} = \mathbf{H}^H(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \ . \qquad \text{Ec. (11)}$$

[0071] En base a las ecuaciones (10) y (11), la estimación inicial de MMSE **x̂** del vector de símbolos transmitido **x** se puede determinar como:

$$\begin{aligned} \hat{\underline{\mathbf{x}}} &= \mathbf{M}\underline{\mathbf{r}} \\ &= \mathbf{H}^H(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1}\underline{\mathbf{r}} \ . \end{aligned} \qquad \text{Ec. (12)}$$

[0072] Para determinar la SNR de los canales de transmisión para la técnica de UMMSE, primero se puede determinar el componente de señal en base a la media de **x̂** dada **x**, promediada sobre el ruido aditivo, que se puede expresar como:

$$\begin{aligned} E[\hat{\underline{\mathbf{x}}} \mid \underline{\mathbf{x}}] &= E[\mathbf{M}\underline{\mathbf{r}} \mid \underline{\mathbf{x}}] \\ &= \mathbf{H}^H(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} E[\underline{\mathbf{r}}] \\ &= \mathbf{H}^H(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1}\mathbf{H}\underline{\mathbf{x}} \\ &= \mathbf{V}\underline{\mathbf{x}} \ , \end{aligned}$$

donde la matriz V se define como:

$$\begin{aligned} \mathbf{V} &= \{v_{ij}\} \\ &= \mathbf{M}\mathbf{H} \\ &= \mathbf{H}^H(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1}\mathbf{H} \ . \end{aligned}$$

Usando la identidad

$$(\mathbf{HH}^H + \phi_{nn})^{-1} = \phi_{nn}^{-1} - \phi_{nn}^{-1}\mathbf{H}(\mathbf{I} + \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1}\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \quad ,$$

la matriz **V** se puede expresar como:

$$\mathbf{V} = \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1}\mathbf{H}(\mathbf{I} + \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1}\mathbf{H})^{-1} \quad .$$

[0073] El i. º elemento de la estimación inicial de MMSE $\underline{\hat{\mathbf{x}}}$, $\hat{x}_i$, se puede expresar como:

$$\hat{x}_i = v_{i1}x_1 + \ldots + v_{ii}x_i + \ldots + v_{iN_R}x_{N_R} \quad . \qquad \text{Ec. (13)}$$

Si todos los elementos de $\underline{\hat{\mathbf{x}}}$ no están correlacionados y tienen una media de cero, el valor esperado del i. º elemento de $\underline{\hat{\mathbf{x}}}$ se puede expresar como:

$$E[\hat{x}_i \mid \mathbf{x}] = v_{ii}x_i \quad . \qquad \text{Ec. (14)}$$

[0074] Como se muestra en la ecuación (14), $\hat{x}_i$ es una estimación sesgada de x_i. Este sesgo se puede retirar para obtener un rendimiento mejorado del receptor de acuerdo con la técnica UMMSE. Una estimación no sesgada de x_i se puede obtener dividiendo $\hat{x}_i$ por v_{ii}. Por tanto, la estimación de error cuadrático mínimo no sesgada de $\underline{\mathbf{x}}$, $\underline{\tilde{\mathbf{x}}}$, se puede obtener multiplicando previamente la estimación sesgada $\underline{\hat{\mathbf{x}}}$ por una matriz diagonal $\mathbf{D}_{\mathbf{V}}^{-1}$, como sigue:

$$\underline{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{D}_{\mathbf{V}}^{-1}\underline{\hat{\mathbf{x}}} \quad , \qquad \text{Ec. (15)}$$

donde

$$\mathbf{D}_{\mathbf{V}}^{-1} = \underset{diag}{}(1/v_{11}, 1/v_{22}, \ldots, 1/v_{N_R N_R}) \quad .$$

[0075] Para determinar el ruido más la interferencia, el error $\underline{\hat{\mathbf{e}}}$ entre la estimación no sesgada $\underline{\tilde{\mathbf{x}}}$ y el vector de símbolos transmitido $\underline{\mathbf{x}}$ se puede expresar como:

$$\begin{aligned} \underline{\hat{\mathbf{e}}} &= \underline{\mathbf{x}} - \mathbf{D}_{\mathbf{V}}^{-1}\underline{\hat{\mathbf{x}}} \\ &= \underline{\mathbf{x}} - \mathbf{D}_{\mathbf{V}}^{-1}\mathbf{H}^H(\mathbf{HH}^H + \phi_{nn})^{-1}\underline{\mathbf{r}} \quad . \end{aligned}$$

La matriz de autocorrelación del vector de error $\underline{\hat{\mathbf{e}}}$ se puede expresar como:

$$\begin{aligned} \phi_{\hat{e}\hat{e}} &\cong \mathbf{U} \cong \{u_{ij}\} = E[\hat{\mathbf{e}}\hat{\mathbf{e}}^H] \\ &= \mathbf{I} - \mathbf{D}_{\mathbf{V}}^{-1}\mathbf{H}^H(\mathbf{HH}^H + \phi_{nn})^{-1}\mathbf{H}(1 - \frac{1}{2}\mathbf{D}_{\mathbf{V}}^{-1}) - (1 - \frac{1}{2}\mathbf{D}_{\mathbf{V}}^{-1})\mathbf{H}^H(\mathbf{HH}^H + \phi_{nn})^{-1}\mathbf{HD}_{\mathbf{V}}^{-1}. \end{aligned}$$

La varianza del i. º elemento del vector de error $\underline{\hat{\mathbf{e}}}$ es igual a u_{ii}. Los elementos del vector de error $\underline{\hat{\mathbf{e}}}$ están correlacionados. Sin embargo, se puede usar un intercalado suficiente de modo que la correlación entre los elementos del vector de error $\underline{\hat{\mathbf{e}}}$ se pueda ignorar y solo la variación afecte el rendimiento del sistema.

[0076] Si los componentes del ruido del canal no están correlacionados e iid, la matriz de correlación del ruido del canal se puede expresar como se muestra en la ecuación (5). En ese caso, la matriz de autocorrelación del vector de error $\underline{\hat{\mathbf{e}}}$ se puede expresar como:

$$\begin{aligned} \phi_{\hat{e}\hat{e}} &= \mathbf{I} - \mathbf{D}_{\mathbf{X}}^{-1}[\mathbf{I} - \sigma_n^2(\sigma_n^2\mathbf{I} + \mathbf{R})^{-1}](\mathbf{I} - \frac{1}{2}\mathbf{D}_{\mathbf{X}}^{-1}) - (\mathbf{I} - \frac{1}{2}\mathbf{D}_{\mathbf{X}}^{-1})[\mathbf{I} - \sigma_n^2(\sigma_n^2\mathbf{I} + \mathbf{R})^{-1}]\mathbf{D}_{\mathbf{X}}^{-1} \\ &= \mathbf{U} = \{u_{ij}\}. \end{aligned} \qquad \text{Ec. (16)}$$

Y si los componentes del ruido de canal no están correlacionados, entonces

$$\mathbf{U} = \mathbf{I} - \mathbf{D}_{\mathbf{V}}^{-1}\mathbf{H}^H(\mathbf{HH}^H + \phi_{nn})^{-1}\mathbf{H}(\mathbf{I} - \frac{1}{2}\mathbf{D}_{\mathbf{V}}^{-1}) - (\mathbf{I} - \frac{1}{2}\mathbf{D}_{\mathbf{V}}^{-1})\mathbf{H}^H(\mathbf{HH}^H + \phi_{nn})^{-1}\mathbf{HD}_{\mathbf{V}}^{-1}. \qquad \text{Ec. (17)}$$

La SNR de la salida del demodulador correspondiente al i. º símbolo transmitido se puede expresar como:

$$SNR_i = \frac{E[\overline{|x_i|^2}]}{u_{ii}} \quad . \qquad \text{Ec. (18)}$$

Si la varianza, $\overline{|x_i|^2}$, de los símbolos recibidos procesados, x_i, es igual a uno (1,0) en el promedio, la SNR del vector de símbolos de recepción recibido se puede expresar como:

$$SNR_i = \frac{1}{u_{ii}} \quad .$$

[0077] La FIG. 6 muestra un modo de realización de un procesador de MIMO de RX 156b, que es capaz de implementar el procesamiento de UMMSE descrito anteriormente. De manera similar al procedimiento de CCMI, las matrices **H** y φ_{nn} se pueden estimar primero en base a las señales piloto recibidas y/o a las transmisiones de datos. La matriz de coeficientes de ponderación **M** se calcula entonces de acuerdo con la ecuación (11). Dentro del procesador de MIMO de RX 156b, los símbolos de modulación de las N_R antenas receptoras se multiplexan por un multiplexor 612 para formar un flujo de vectores **r** de símbolos de modulación recibidos. Los vectores de símbolo de modulación recibidos **r** se multiplican previamente por un multiplicador 614 con la matriz **M** para formar una estimación $\hat{\mathbf{x}}$ del vector de símbolos transmitido **x**, como se mostró anteriormente en la ecuación (10). La estimación $\hat{\mathbf{x}}$ se multiplica previamente además por un multiplicador 616 con la matriz diagonal $\mathbf{D}_{\mathbf{v}}^{-1}$ para formar una estimación no sesgada $\tilde{\mathbf{x}}$ del vector de símbolos transmitido **x**, como se mostró anteriormente en la ecuación (15).

[0078] De nuevo, dependiendo del modo de comunicación particular que se esté implementando, los flujos de símbolos de subcanal de todas las antenas usadas para la transmisión del flujo de datos del canal se pueden proporcionar a un combinador 618, que combina información redundante a través del tiempo, el espacio y la frecuencia. Los símbolos de modulación combinados $\tilde{\mathbf{x}}''$ se proporcionan entonces al procesador de datos de RX 158. Y para algunos otros modos de comunicación, los símbolos de modulación estimados $\tilde{\mathbf{x}}$ se pueden proporcionar directamente al procesador de datos de RX 158.

[0079] Los símbolos de modulación estimados no sesgados $\hat{\mathbf{x}}$ y/o los símbolos de modulación combinados $\tilde{\mathbf{x}}''$ también se proporcionan a un procesador de CSI 620, que determina la CSI total o parcial para los canales de transmisión y proporciona la CSI total/parcial que se informa al sistema transmisor 110. Por ejemplo, el procesador de CSI 620 puede estimar la SNR del i. º canal de transmisión de acuerdo con las ecuaciones (16) a (18). La SNR para los canales de transmisión comprende la CSI parcial que se informa al sistema transmisor. La M óptima como se calcula en la ecuación (11) ya debería minimizar la norma del vector de error. $\mathbf{D_v}$ se calcula de acuerdo con la ecuación (16).

Receptor MIMO que utiliza la técnica de la CSI total

[0080] Para la técnica de la CSI total, las señales recibidas en la salida de las N_R antenas receptoras se pueden expresar como se mostró anteriormente en la ecuación (2), que es:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad .$$

La descomposición en vectores propios de la matriz Hermitiana formada por el producto de la matriz de canal con su conjugado transpuesto se puede expresar como:

$$\mathbf{H}^H\mathbf{H} = \mathbf{E}\mathbf{\Lambda}\mathbf{E}^H \quad ,$$

donde **E** es la matriz de vector propio y **Λ** es una matriz diagonal de valores propios, ambas de dimensión $N_T x N_T$. El transmisor condiciona previamente un conjunto de N_T símbolos de modulación **b** usando la matriz de vectores propios **E**, como se mostró anteriormente en la ecuación (1). Por tanto, los símbolos de modulación transmitidos (condicionados previamente) desde las N_T antenas transmisoras se pueden expresar como:

$$\mathbf{x} = \mathbf{E}\mathbf{b} \quad .$$

Dado que $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ es Hermitiana, la matriz de vectores propios es unitaria. Por tanto, si los elementos de **b** tienen igual potencia, los elementos de **x** también tienen igual potencia. La señal recibida se puede expresar entonces como:

$$\underline{\mathbf{r}} = \mathbf{HE}\underline{\mathbf{b}} + \underline{\mathbf{n}} \quad . \qquad \text{Ec. (19)}$$

[0081] El receptor realiza una operación de filtrado adaptado al canal, seguida de la multiplicación por los vectores propios derechos. El resultado de las operaciones de filtrado adaptado al canal y de multiplicación es el vector **z**, que se puede expresar como:

$$\underline{\mathbf{z}} = \mathbf{E}^H\mathbf{H}^H\mathbf{HE}\underline{\mathbf{b}} + \mathbf{E}^H\mathbf{H}^H\underline{\mathbf{n}} = \Lambda\underline{\mathbf{b}} + \underline{\mathbf{n}}' \quad , \qquad \text{Ec. (20)}$$

donde el nuevo término de ruido tiene una covarianza que se puede expresar como:

$$E(\underline{\hat{n}}\underline{\hat{n}}^H) = E(\mathbf{E}^H\mathbf{H}^H\underline{\mathbf{n}}\underline{\mathbf{n}}^H\mathbf{HE}) = \mathbf{E}^H\mathbf{H}^H\mathbf{HE} = \Lambda \quad , \qquad \text{Ec. (21)}$$

es decir, los componentes de ruido son independientes, con la varianza dada por los valores propios. La SNR del i. º componente de **z** es λ_i, el i. º elemento diagonal de **Λ**.

[0082] El procesamiento de la CSI total se describe con más detalle en la solicitud de patente de EE. UU. N. º 09/532.492 mencionada anteriormente.

[0083] El modo de realización del receptor mostrado en la FIG. 5 también se puede usar para implementar la técnica de la CSI total. Los vectores de símbolo de modulación recibidos **r** se filtran por el filtro de adaptación 514, que multiplica previamente cada vector **r** con la matriz de coeficientes de canal de conjugado transpuesto $\mathbf{H}^H$, como se mostró anteriormente en la ecuación (20). Los vectores filtrados se multiplican previamente además por el multiplicador 516 con los vectores propios derechos $\mathbf{E}^H$ para formar una estimación **z** del vector de símbolos de modulación **b**, como se mostró anteriormente en la ecuación (20). Para la técnica de la CSI total, el procesador de matriz 524 está configurado para proporcionar los vectores propios derechos $\mathbf{E}^H$. El procesamiento posterior (por ejemplo, mediante el combinador 518 y el procesador de datos de RX 158) se puede lograr como se describe anteriormente.

[0084] Para la técnica de la CSI total, la unidad transmisora puede seleccionar un esquema de codificación y un esquema de modulación (es decir, una constelación de señales) para cada uno de los vectores propios en base a la SNR que da el valor propio. Siempre que las condiciones de canal no cambien apreciablemente en el intervalo entre el momento en que se mide la CSI en el receptor y el momento en que se informa y se usa para condicionar previamente la transmisión en el transmisor, el rendimiento del sistema de comunicaciones será equivalente al de un conjunto de canales independientes de AWGN con SNR conocidas.

Informe de la CSI total o parcial al sistema transmisor

[0085] Usando la técnica de la CSI parcial (por ejemplo, CCMI o UMMSE) o de la CSI total descrita en el presente documento, se puede obtener la SNR de cada canal de transmisión para las señales recibidas. La SNR determinada para los canales de transmisión se puede informar entonces al sistema transmisor a través de un canal inverso. Al retroalimentar los valores SNR de los símbolos de modulación transmitidos para los canales de transmisión (es decir, para cada subcanal espacial, y posiblemente para cada subcanal de frecuencia si se emplea el OFDM), es posible implementar un procesamiento adaptativo (por ejemplo, codificación y modulación adaptativas) para mejorar la utilización del canal de MIMO. Para las técnicas de retroalimentación de CSI parcial, el procesamiento adaptativo se puede lograr sin la CSI total. Para las técnicas de retroalimentación de la CSI total, se transmite al transmisor información suficiente (y no necesariamente los valores propios y los modos propios explícitos) para facilitar el cálculo de los valores y modos propios para cada subcanal de frecuencia utilizado.

[0086] Para la técnica de CCMI, los valores SNR de los símbolos de modulación recibidos (por ejemplo, $SNR_i = \overline{|x'_i|^2} / \sigma^2_{n'}$ o

$$SNR_i = 1/\sigma_n^2 \{\}_{ii}$$

para el símbolo recibido en el i. º canal de transmisión) se retroalimentan al transmisor. Para la técnica de UMMSE, los valores SNR de los símbolos de modulación recibidos (por ejemplo, $SNR_i = E[|x_i|^2]/u_{ii}$ o $SNR = 1/u_{ii}$ para el símbolo recibido en el i. º canal de transmisión, con u_{ii} que se calcula como se mostró anteriormente en las ecuaciones (16) y (17)) se retroalimentan al transmisor. Y para la técnica de la CSI total, los valores SNR de los símbolos de modulación recibidos (por ejemplo, $SNR_i = \overline{|z_i|^2} / \sigma^2_{n'}$ o $SNR_i = \lambda_{ii} / \sigma^2_n$ para el símbolo recibido en el i. º canal de transmisión, donde λ_{ii} es el valor propio de la matriz cuadrada **R**) se puede retroalimentar al transmisor. Para la técnica de la CSI total, los modos propios **E** se pueden determinar además y retroalimentar al transmisor. Para las técnicas de la CSI parcial y total, las SNR se usan en el sistema transmisor para ajustar el procesamiento de los datos. Y para la técnica

de la CSI total, los modos propios **E** se usan además para condicionar previamente los símbolos de modulación antes de la transmisión.

[0087] La CSI que se informa al transmisor se puede enviar por completo, de forma diferencial, o una combinación de los mismos. En un modo de realización, la CSI total o parcial se informa periódicamente, y las actualizaciones diferenciales se envían en base a la CSI transmitida anteriormente. Como ejemplo de CSI total, las actualizaciones pueden ser correcciones (en base a una señal de error) a los modos propios informados. Los valores propios no cambian típicamente tan rápidamente como los modos propios, por lo que estos se pueden actualizar a una velocidad menor. En otro modo de realización, la CSI se envía solo cuando existe un cambio (por ejemplo, si el cambio supera un umbral particular), lo que puede disminuir la velocidad eficaz del canal de retroalimentación. Como ejemplo de CSI parcial, las SNR se pueden retroalimentar (por ejemplo, de forma diferencial) solo cuando cambien. Para un sistema de OFDM (con o sin MIMO), la correlación en el dominio de frecuencia se puede aprovechar para permitir la reducción en la cantidad de CSI que se vaya a retroalimentar. Como ejemplo de un sistema de OFDM que usa la CSI parcial, si la SNR correspondiente a un subcanal espacial particular para los subcanales de frecuencia M es la misma, se pueden informar la SNR y los primer y último subcanales de frecuencia para los cuales es verdadera esta condición. También se pueden usar otras técnicas de recuperación de errores de compresión y de canal de retroalimentación para reducir la cantidad de datos que se vaya a retroalimentar para la CSI y están dentro del alcance de la invención.

[0088] En referencia de nuevo a la FIG. 1, la CSI total o parcial (por ejemplo, la SNR de canal) determinada por el procesador de MIMO de RX 156 se proporciona a un procesador de datos de TX 162, que procesa la CSI y proporciona datos procesados a uno o más moduladores 154. Los moduladores 154 condicionan además los datos procesados y transmiten la CSI al sistema transmisor 110 a través de un canal inverso.

[0089] En el sistema 110, la señal de retroalimentación transmitida se recibe por las antenas 124, demodulada por los demoduladores 122 y proporcionada a un procesador de datos de RX 132. El procesador de datos de RX 132 realiza un procesamiento complementario al realizado por el procesador de datos de TX 162 y recupera la CSI total/parcial informada, que se proporciona entonces a y se usa para ajustar el procesamiento por el procesador de datos de TX 114 y el procesador de MIMO de TX 120.

[0090] El sistema transmisor 110 puede ajustar (es decir, adaptar) su procesamiento en base a la CSI total/parcial (por ejemplo, información de la SNR) del sistema receptor 150. Por ejemplo, la codificación para cada canal de transmisión se puede ajustar de modo que la tasa de bits de información se adapte a la capacidad de transmisión soportada por el canal de SNR. Adicionalmente, el esquema de modulación para el canal de transmisión se puede seleccionar en base al canal SNR. Otro procesamiento (por ejemplo, intercalado) también se puede ajustar y están dentro del alcance de la invención. El ajuste del procesamiento para cada canal de transmisión en base a la SNR determinada para el canal permite al sistema de MIMO lograr un alto rendimiento (es decir, un alto rendimiento o una tasa de bits para un nivel particular de rendimiento). El procesamiento adaptativo se puede aplicar a un sistema de MIMO de una sola portadora o a un sistema de MIMO basado en múltiples portadoras (por ejemplo, un sistema de MIMO que utiliza el OFDM).

[0091] El ajuste en la codificación y en la selección del esquema de modulación en el sistema transmisor se puede lograr en base a numerosas técnicas, una de las cuales se describe en la solicitud de patente de Estados Unidos N. º 09/776.073 mencionada anteriormente.

[0092] Las técnicas de la CSI parcial (por ejemplo, CCMI y UMMSE) y total son técnicas de procesamiento de receptores que permiten que un sistema de MIMO utilice las dimensionalidades adicionales creadas por el uso de múltiples antenas transmisoras y receptoras, lo que es una ventaja principal para el empleo de MIMO. Las técnicas CCMI y UMMSE pueden permitir que se transmita el mismo número de símbolos de modulación, para cada ranura temporal que para un sistema de MIMO que utilice la CSI total. Sin embargo, otras técnicas de procesamiento del receptor también se pueden usar junto con las técnicas de retroalimentación de CSI total/parcial descritas en el presente documento y están dentro del alcance de la invención. Análogamente, las FIGS. 5 y 6 representan dos modos de realización de un sistema receptor capaz de procesar una transmisión de MIMO, determinar las características de los canales de transmisión (es decir, la SNR) e informar sobre la CSI total o parcial al sistema transmisor. Otros diseños basados en las técnicas presentadas en el presente documento y otras técnicas de procesamiento de receptores se pueden contemplar y están dentro del alcance de la invención.

[0093] La técnica de la CSI parcial (por ejemplo, las técnicas de CCMI y LTMMSE) también se puede usar de una manera directa sin procesamiento adaptativo en el transmisor cuando solo se retroalimente la SNR de la señal recibida global o el rendimiento global alcanzable estimado en base a dicha SNR. En una implementación, un formato de modulación se determina en base a la estimación de SNR recibida o al rendimiento estimado, y se usa el mismo formato de modulación para todos los canales de transmisión. Este procedimiento puede reducir el rendimiento general del sistema, pero también puede reducir en gran medida la cantidad de información que se envíe a través del enlace inverso.

[0094] La mejora en el rendimiento del sistema se puede realizar con el uso de las técnicas de retroalimentación de CSI total /parcial de la invención. El rendimiento del sistema con la retroalimentación de la CSI parcial se puede

calcular y comparar con el rendimiento con la retroalimentación de la CSI total. El rendimiento del sistema se puede definir como:

$$C = \sum_{i=1}^{N_c} \log_2 (1+\gamma_i) \ ,$$

donde γ_i es la SNR de cada símbolo de modulación recibido para técnicas de la CSI parcial o la SNR de cada canal de transmisión para la técnica de CSI total. La SNR para diversas técnicas de procesamiento se puede resumir como sigue:

$$\gamma_i = \frac{1}{\sigma_n^2 r_{ii}} \ ,$$

para la técnica CCMI

$$\gamma_i = \frac{1}{u_{ii}} \ ,$$

para la técnica UMMSE, y

$$\gamma_i = \frac{\lambda_{ii}}{\sigma_n^2} \ ,$$

para la técnica de la CSI total.

[0095] Las FIGS. 7A y 7B muestran el rendimiento de un sistema de MIMO 4 x 4 que emplea técnicas de retroalimentación de CSI parcial y CSI total. Los resultados se obtienen de una simulación por ordenador. En la simulación, los elementos de cada matriz de coeficientes de canal **H** se modelan como una variable aleatoria gaussiana independiente con media cero y varianza de unidad. Para cada cálculo, se generan un número de realizaciones matriciales aleatorias y se promedia el rendimiento calculado para el modo de realización para generar el rendimiento promedio.

[0096] La FIG. 7A muestra el rendimiento promedio del sistema de MIMO para las técnicas de la CSI total, de CCMI de CSI parcial y de UMMSE de CSI parcial para diferentes valores de SNR. Se puede observar en la FIG. 7A que el rendimiento de la técnica UMMSE de CSI parcial es aproximadamente el 75 % del rendimiento de CSI total en valores SNR altos, y se aproxima al rendimiento de CSI total en valores bajos de SNR. El rendimiento de la técnica de CCMI de CSI parcial es de aproximadamente el 75 % -90 % del rendimiento de la técnica de UMMSE de CSI parcial con valores altos de SNR, y es aproximadamente menos del 30 % del rendimiento de UMMSE en valores bajos de SNR.

[0097] La FIG. 7B muestra las funciones de distribución de probabilidad acumulativa (CDF) para las tres técnicas generadas en base al histograma de los datos. La FIG. 7B muestra que, en una SNR promedio de 16 dB por canal de transmisión, existe aproximadamente un 5 % de casos cuando el rendimiento es inferior a 2 bps/Hz para la técnica CCMI. Por otro lado, el rendimiento de la técnica UMMSE es superior a 7,5 bps/Hz para todos los casos en la misma SNR. Por tanto, es probable que la técnica UMMSE tenga una probabilidad de interrupción más baja que la técnica CCMI.

[0098] Los elementos de los sistemas transmisor y receptor se pueden implementar con uno o más procesadores de señales digitales (DSP), circuitos integrados específicos de la aplicación (ASIC), procesadores, microprocesadores, controladores, microcontroladores, matrices de puertas programables por campo (FPGA), dispositivos lógicos programables, otras unidades electrónicas, o cualquier combinación de las mismas. Algunas de las funciones y el procesamiento descritos en el presente documento también se pueden implementar con software ejecutado en un procesador.

[0099] Los aspectos de la invención se pueden implementar con una combinación de software y hardware. Por ejemplo, los cálculos para las estimaciones de símbolos para las técnicas CCMI y UMMSE y la derivación de la SNR de canal se pueden realizar en base a los códigos de programa ejecutados en un procesador (controladores 530 y 650 en las FIGS. 5 y 6, respectivamente).

[0100] La descripción previa de los modos de realización divulgados se proporciona para permitir que cualquier experto en la técnica realice o use la presente invención. Diversas modificaciones de estos modos de realización resultarán fácilmente evidentes para los expertos en la técnica, y los principios genéricos definidos en el presente

documento se pueden aplicar a otros modos de realización sin apartarse del alcance de la invención como se define por las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para informar de información de estado de canal, CSI, en un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas, MIMO, que comprende:

recibir una pluralidad de señales por medio de una pluralidad de antenas de recepción, en el que la señal recibida desde cada antena de recepción comprende una combinación de una o más señales transmitidas desde una unidad transmisora;

procesar la pluralidad de señales recibidas para derivar información de estado de canal, CSI, indicativa de características de una pluralidad de canales de transmisión usados para la transmisión de datos, en el que la CSI comprende: información suficiente para que la unidad transmisora calcule valores propios y modos propios para cada subcanal de frecuencia utilizado en transmisiones de enlace descendente;

transmitir la CSI de vuelta a la unidad transmisora; y

transmitir actualizaciones diferenciales de la CSI de vuelta a la unidad transmisora.

2. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que las actualizaciones diferenciales representan un cambio con relación a la CSI previamente transmitida.

3. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la CSI es indicativa de modos propios y valores propios para la pluralidad de canales de transmisión.

4. El procedimiento de la reivindicación 3, en el que las actualizaciones diferenciales representan correcciones a los modos propios.

5. Un procedimiento para procesar la información de estado de canal, CSI, en un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas, MIMO, que comprende:

transmitir señales a una unidad receptora por medio de una pluralidad de antenas de transmisión en una pluralidad de canales de transmisión;

recibir, desde la unidad receptora, información de estado de canal, CSI, derivada por la unidad receptora en base a las señales transmitidas, la CSI indicativa de características de la pluralidad de canales de transmisión usados para la transmisión de datos en el que la CSI comprende: información suficiente para calcular valores propios y modos propios para cada subcanal de frecuencia utilizado en transmisiones de enlace descendente a la unidad receptora;

recibir actualizaciones diferenciales de la CSI desde la unidad receptora;

aplicar las actualizaciones diferenciales de la CSI para obtener una CSI actualizada; y

procesar datos para su transmisión a la unidad receptora de acuerdo con la CSI actualizada.

6. El procedimiento de la reivindicación 5, en el que las actualizaciones diferenciales representan un cambio con relación a la CSI previamente transmitida.

7. El procedimiento de la reivindicación 5, en el que la CSI es indicativa de modos propios y valores propios para la pluralidad de canales de transmisión.

8. El procedimiento de la reivindicación 7, en el que las actualizaciones diferenciales representan correcciones a los modos propios.

9. Un aparato (150) para informar de información de estado de canal, CSI, en un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas, MIMO, (100), que comprende:

medios para implementar el procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4.

10. Un aparato (110) para procesar información de estado de canal, CSI, en un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas, MIMO, (100), que comprende:

medios para implementar el procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 5 a 8.

11. Un aparato para informar de información de estado de canal, CSI, en un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas, MIMO, que comprende:

al menos un procesador configurado para ejecutar códigos de programa para hacer que el aparato realice el procedimiento de la reivindicación 1.

12. Un aparato para procesar información de estado de canal, CSI en un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas, MIMO, que comprende:

al menos un procesador configurado para ejecutar códigos de programa para hacer que el aparato realice el procedimiento de la reivindicación 5.

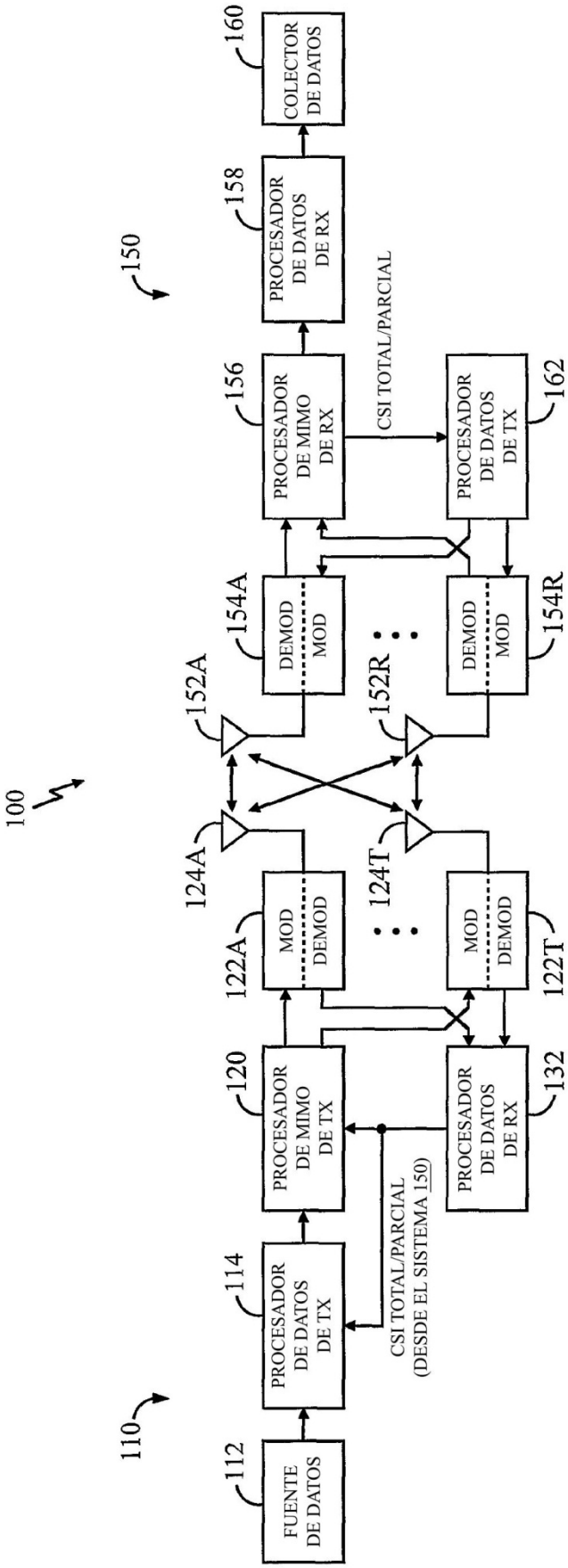
100
110
150
112
FUENTE DE DATOS
114
PROCESADOR DE DATOS DE TX
120
PROCESADOR DE MIMO DE TX
122A
MOD
DEMOD
124A
124T
122T
MOD
DEMOD
132
PROCESADOR DE DATOS DE RX
CSI TOTAL/PARCIAL (DESDE EL SISTEMA 150)
152A
152R
154A
DEMOD
MOD
154R
DEMOD
MOD
156
PROCESADOR DE MIMO DE RX
CSI TOTAL/PARCIAL
162
PROCESADOR DE DATOS DE TX
158
PROCESADOR DE DATOS DE RX
160
COLECTOR DE DATOS

FIG. 1

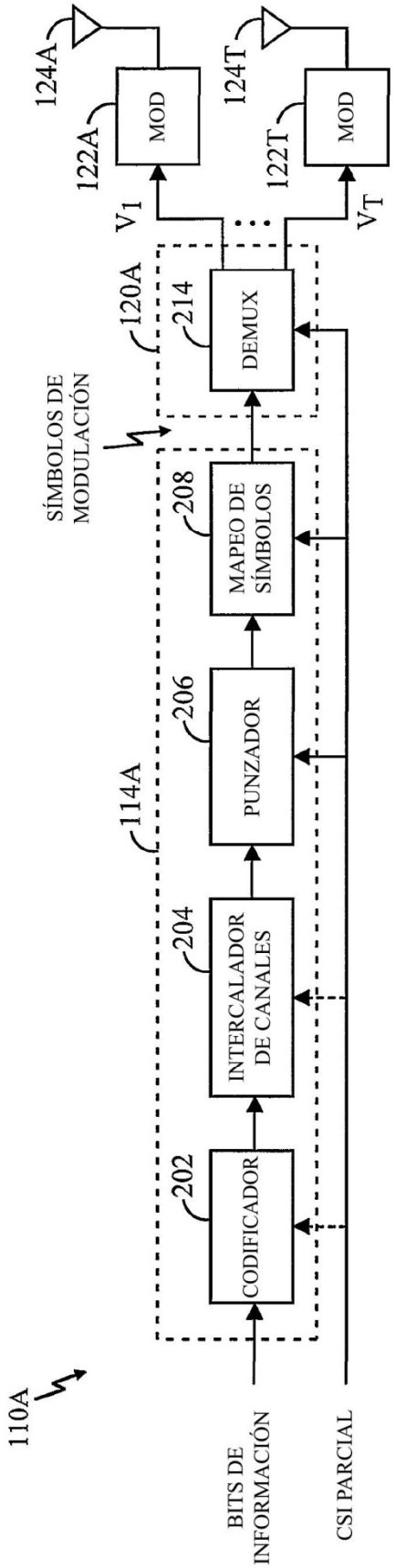
110A
BITS DE INFORMACIÓN
CSI PARCIAL
114A
202
CODIFICADOR
204
INTERCALADOR DE CANALES
206
PUNZADOR
208
MAPEO DE SÍMBOLOS
SÍMBOLOS DE MODULACIÓN
120A
214
DEMUX
V_1
V_T
122A
122T
MOD
MOD
124A
124T

FIG. 2A

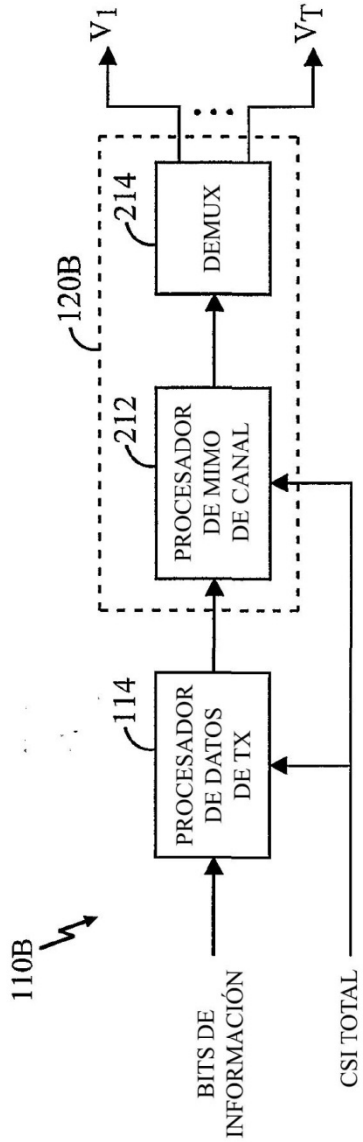
110B
BITS DE INFORMACIÓN
CSI TOTAL
114
PROCESADOR DE DATOS DE TX
120B
212
PROCESADOR DE MIMO DE CANAL
214
DEMUX
V_1
V_T

FIG. 2B

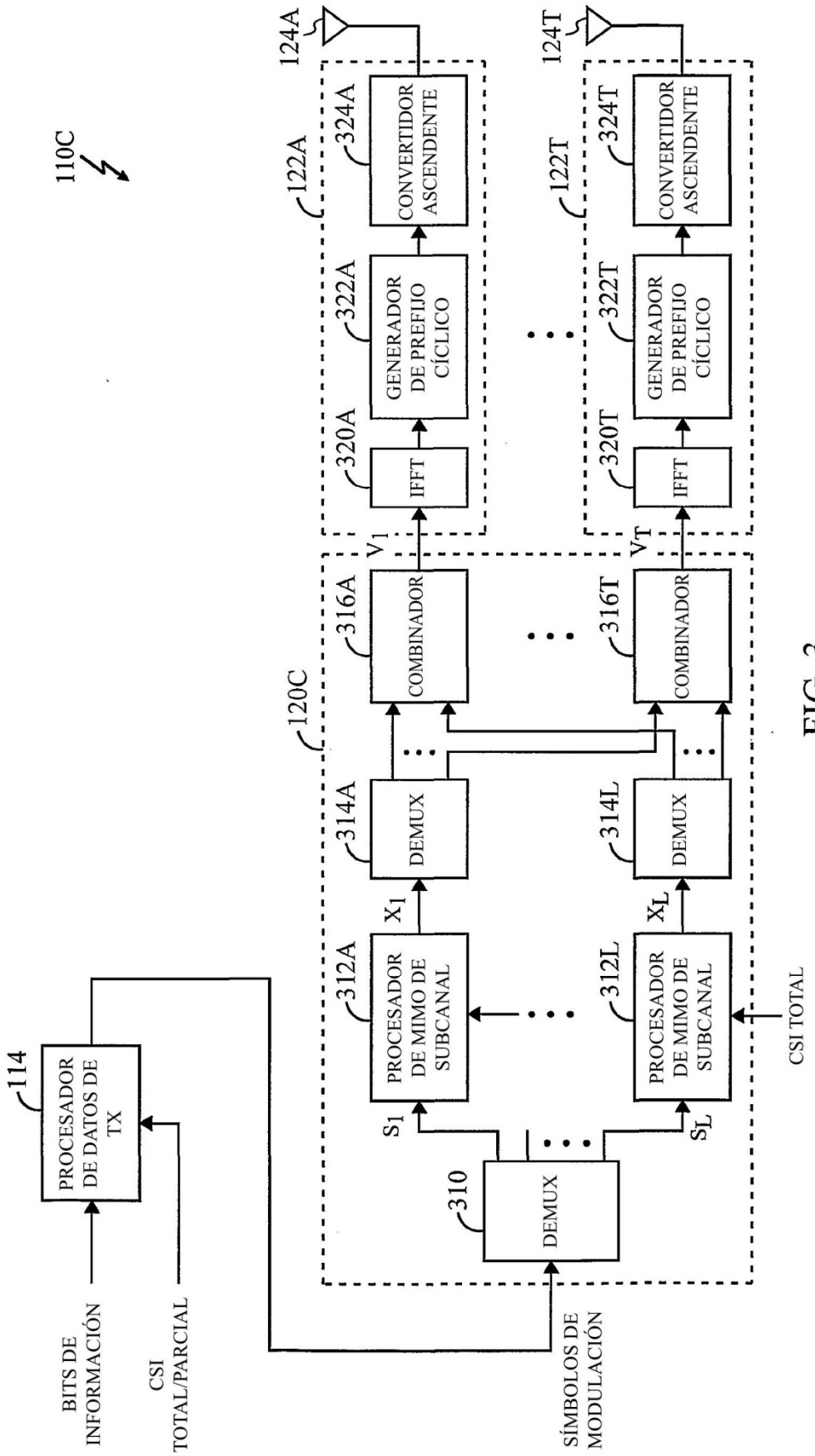
110C
114
PROCESADOR DE DATOS DE TX
BITS DE INFORMACIÓN
CSI TOTAL/PARCIAL
120C
310
DEMUX
SÍMBOLOS DE MODULACIÓN
S_1
S_L
312A
PROCESADOR DE MIMO DE SUBCANAL
312L
PROCESADOR DE MIMO DE SUBCANAL
CSI TOTAL
X_1
X_L
314A
DEMUX
314L
DEMUX
316A
COMBINADOR
316T
COMBINADOR
V_1
V_T
122A
320A
IFFT
322A
GENERADOR DE PREFIJO CÍCLICO
324A
CONVERTIDOR ASCENDENTE
124A
122T
320T
IFFT
322T
GENERADOR DE PREFIJO CÍCLICO
324T
CONVERTIDOR ASCENDENTE
124T

FIG. 3

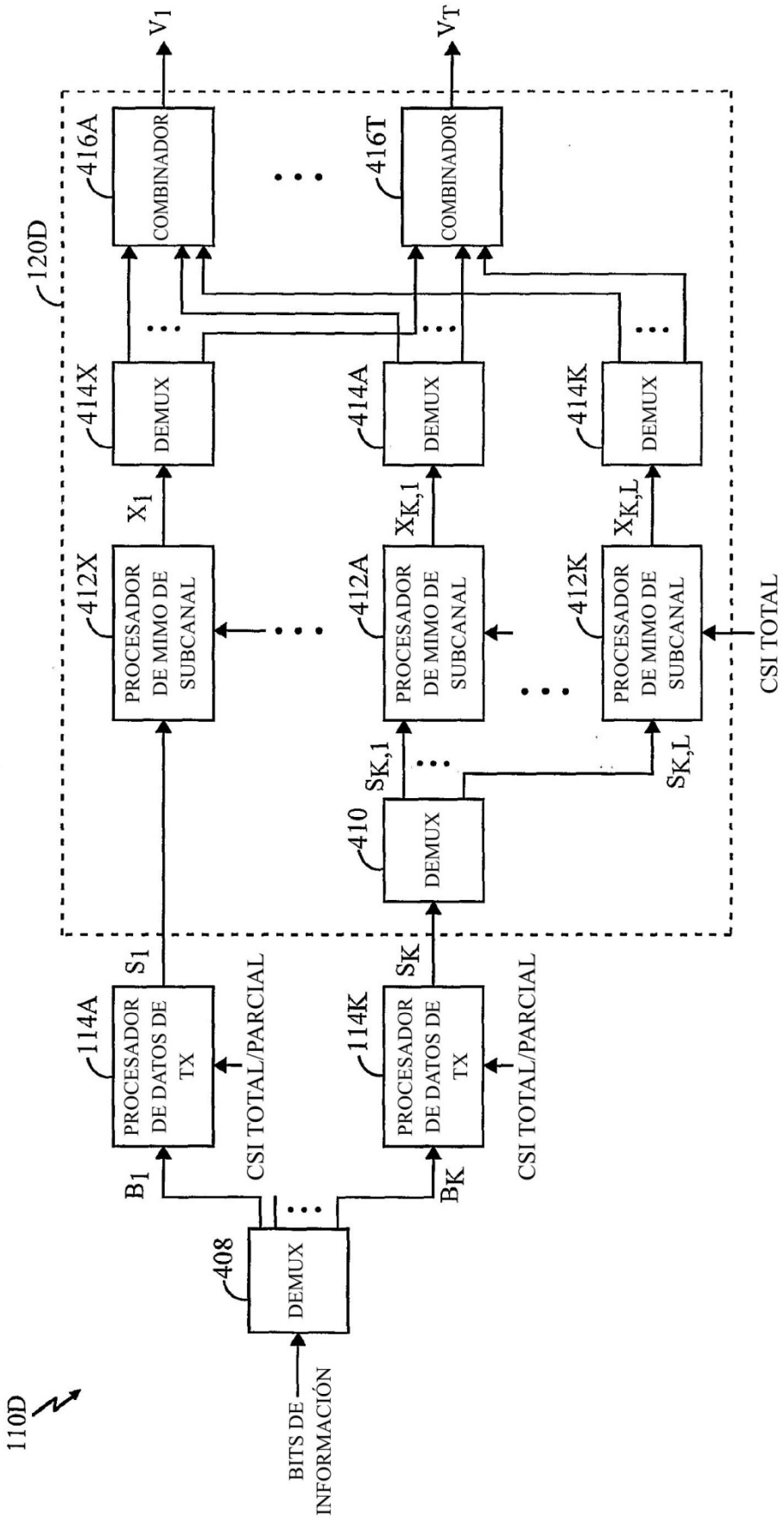
110D
BITS DE INFORMACIÓN
408
DEMUX
B1
BK
CSI TOTAL/PARCIAL
CSI TOTAL/PARCIAL
114A
PROCESADOR DE DATOS DE TX
114K
PROCESADOR DE DATOS DE TX
S1
SK
120D
410
DEMUX
SK,1
SK,L
412X
PROCESADOR DE MIMO DE SUBCANAL
412A
PROCESADOR DE MIMO DE SUBCANAL
412K
PROCESADOR DE MIMO DE SUBCANAL
CSI TOTAL
X1
XK,1
XK,L
414X
DEMUX
414A
DEMUX
414K
DEMUX
416A
COMBINADOR
416T
COMBINADOR
V1
VT

FIG. 4

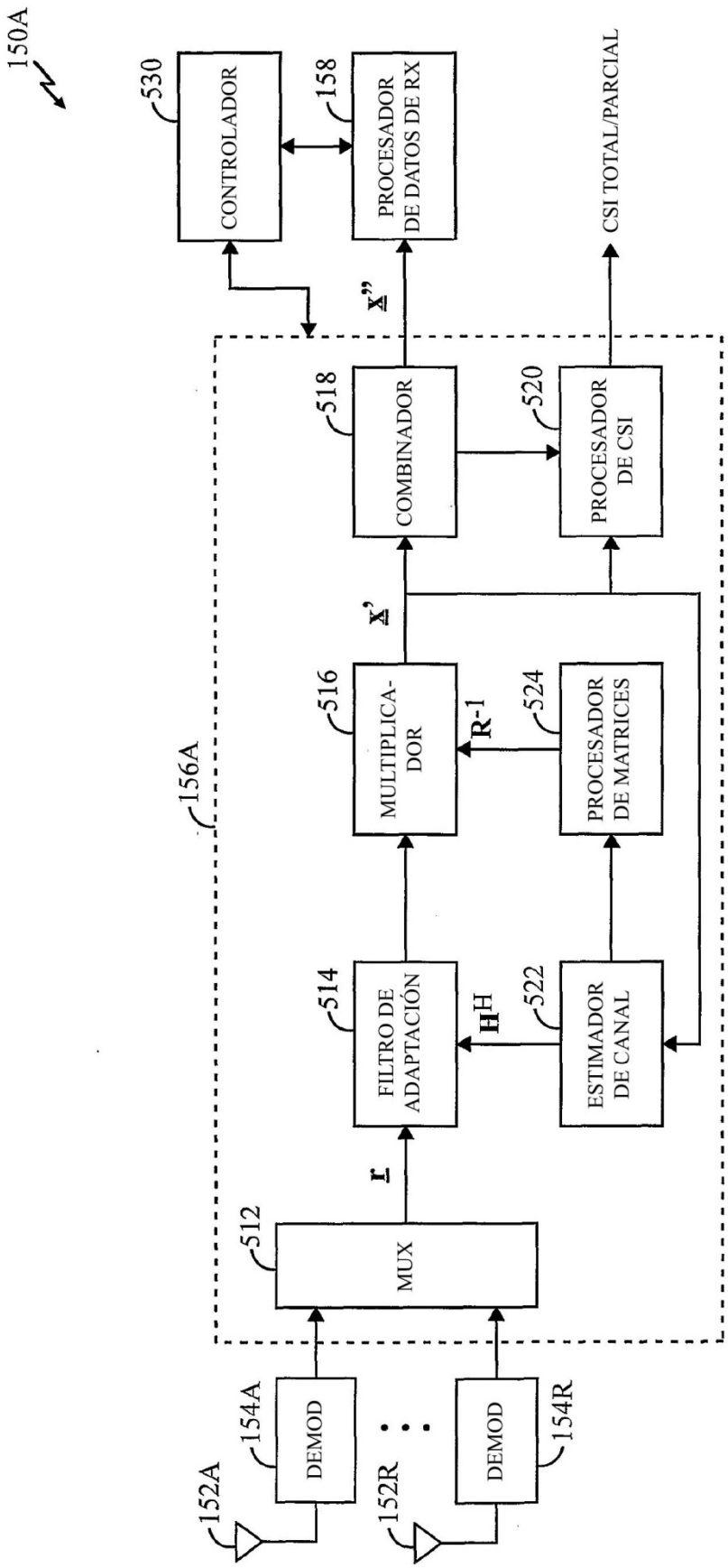
150A
530
CONTROLADOR
158
PROCESADOR DE DATOS DE RX
CSI TOTAL/PARCIAL
x''
518
COMBINADOR
520
PROCESADOR DE CSI
x'
156A
516
MULTIPLICA-DOR
R-1
524
PROCESADOR DE MATRICES
514
FILTRO DE ADAPTACIÓN
H^H
522
ESTIMADOR DE CANAL
r
512
MUX
154A
DEMOD
154R
DEMOD
152A
152R

FIG. 5

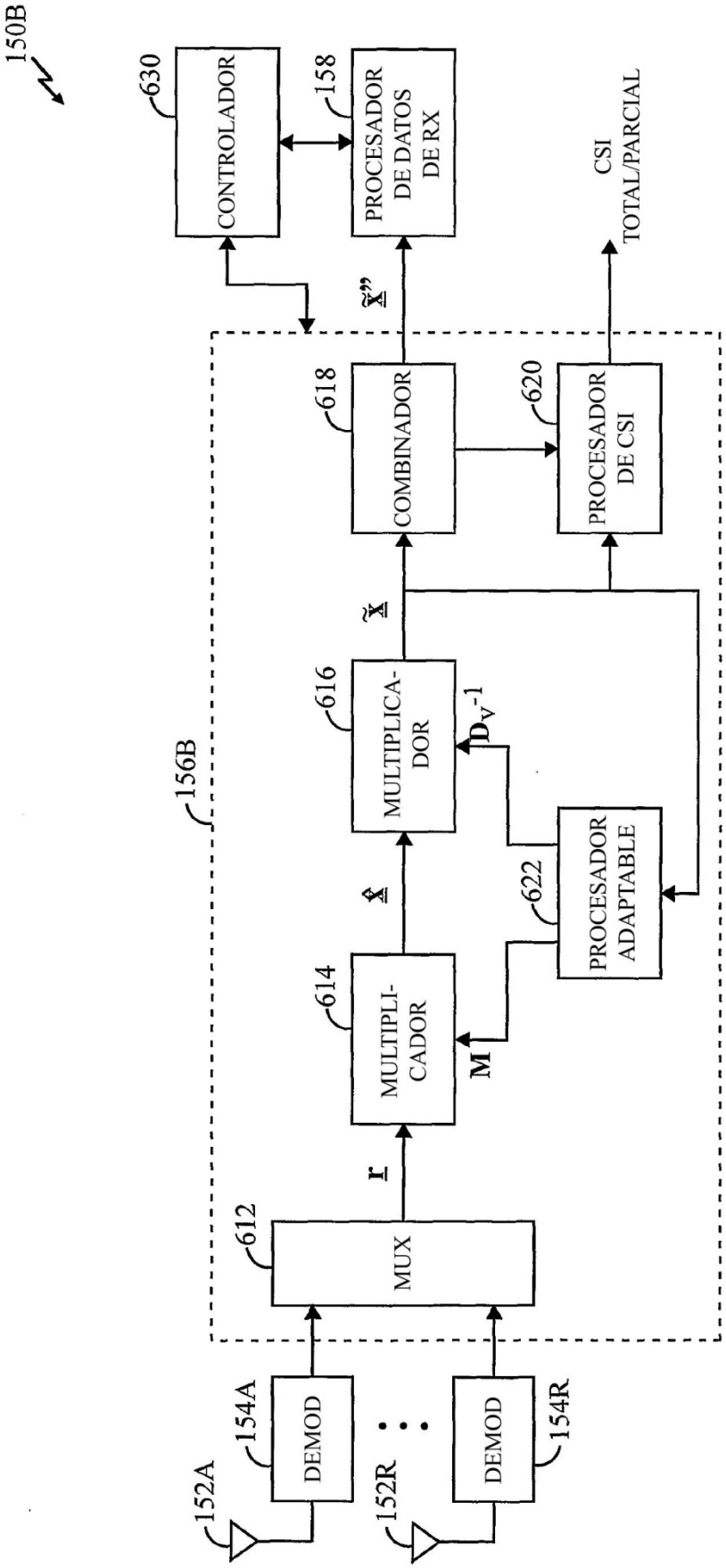
150B
630
CONTROLADOR
158
PROCESADOR DE DATOS DE RX
CSI TOTAL/PARCIAL
$\tilde{\underline{x}}''$
618
COMBINADOR
620
PROCESADOR DE CSI
$\tilde{\underline{x}}$
616
MULTIPLICA-DOR
D_V^{-1}
156B
$\hat{\underline{x}}$
622
PROCESADOR ADAPTABLE
614
MULTIPLI-CADOR
M
$\underline{r}$
612
MUX
154A
DEMOD
152A
152R
DEMOD
154R

FIG. 6

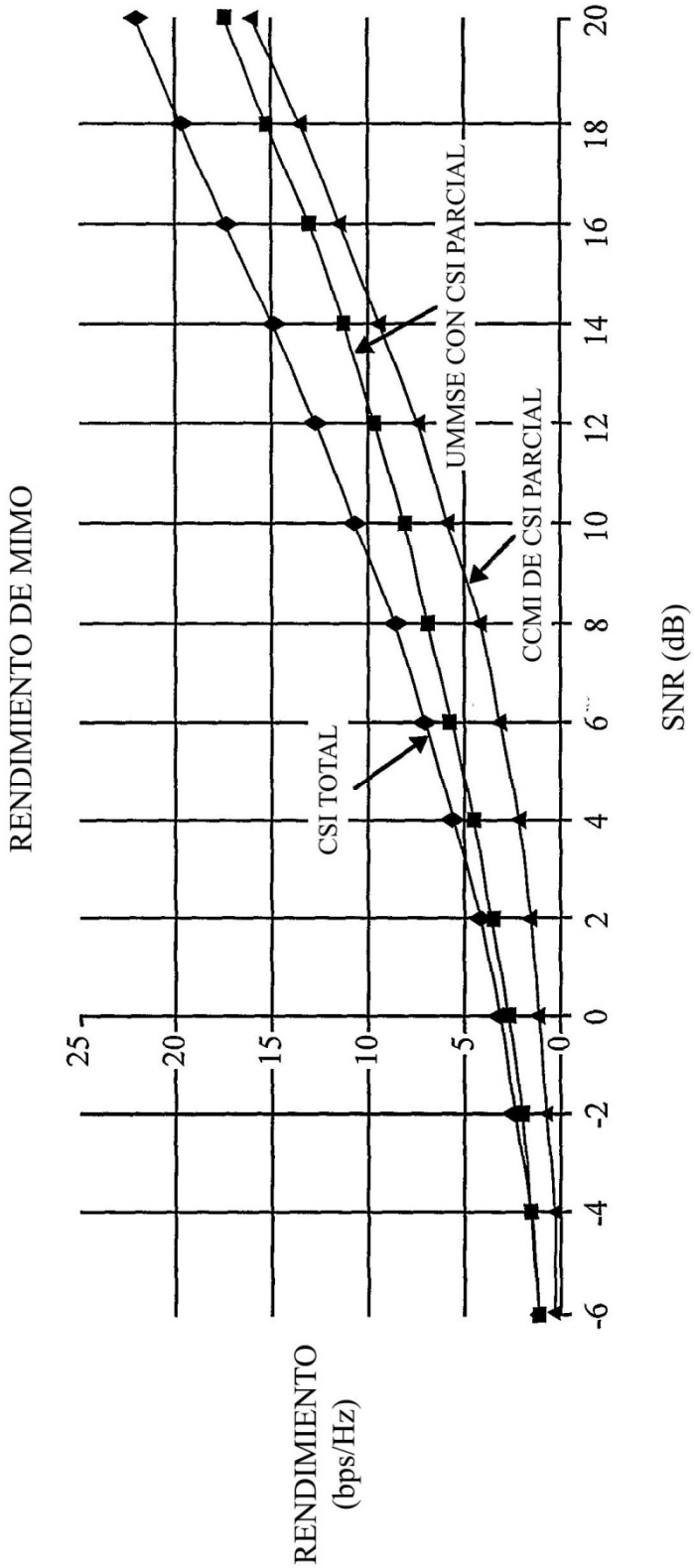
RENDIMIENTO DE MIMO
RENDIMIENTO (bps/Hz)
25
20
15
10
5
0
-6
-4
-2
0
2
4
6
8
10
12
14
16
18
20
SNR (dB)
CSI TOTAL
UMMSE CON CSI PARCIAL
CCMI DE CSI PARCIAL

FIG. 7A

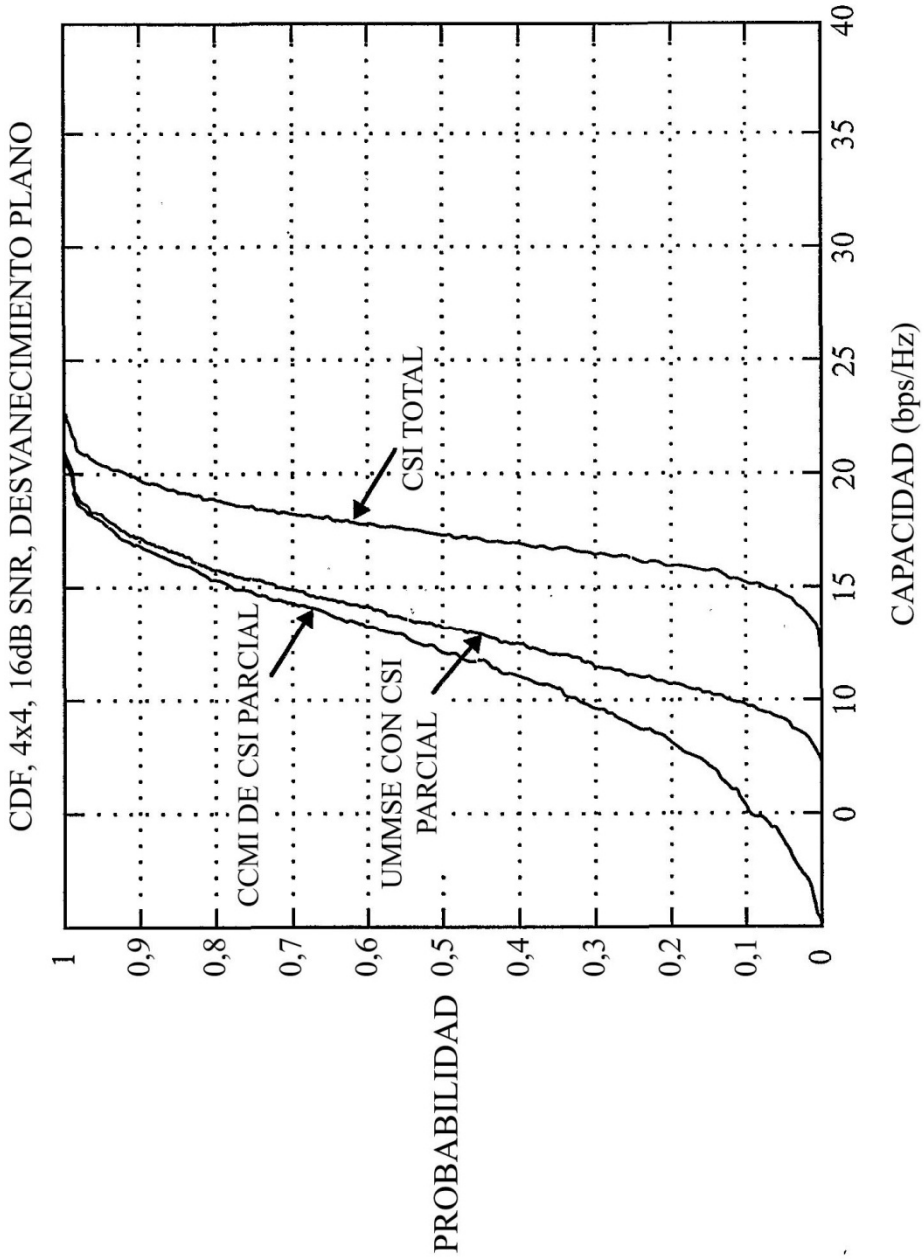
CDF, 4x4, 16dB SNR, DESVANECIMIENTO PLANO
PROBABILIDAD
1
0,9
0,8
0,7
0,6
0,5
0,4
0,3
0,2
0,1
0
CCMI DE CSI PARCIAL
UMMSE CON CSI PARCIAL
CSI TOTAL
0
10
15
20
25
30
35
40
CAPACIDAD (bps/Hz)

FIG. 7B