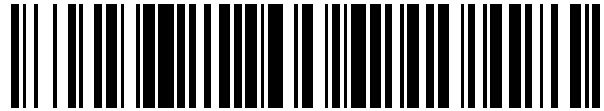


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 396 563**

51 Int. Cl.:

H04B 7/08 (2006.01)
H04B 7/06 (2006.01)
H04L 1/00 (2006.01)
H04L 25/02 (2006.01)
H04L 25/03 (2006.01)
H04B 7/04 (2006.01)
H04L 5/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **22.03.2002 E 07103174 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **31.10.2012 EP 1786118**

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:

22.02.2013

73 Titular/es:

**QUALCOMM, INCORPORATED (100.0%)
5775 MOREHOUSE DRIVE
SAN DIEGO, CA 92121-1714, US**

72 Inventor/es:

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

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 396 563 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**

- 5 La presente invención se refiere en general a comunicación de datos, y más específicamente a un procedimiento y aparato novedosos y mejorados para utilizar (total o parcialmente) información de estado de canal para proporcionar un rendimiento mejorado para un sistema de comunicación inalámbrico.

Antecedentes

- 10 Los sistemas de comunicación inalámbricos se utilizan ampliamente para proporcionar varios tipos de comunicación tales como voz, datos, etc. Estos sistemas pueden basarse en acceso múltiple por división de código (CDMA), acceso múltiple por división de tiempo (TDMA), modulación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), o algunas otras técnicas de modulación. Los sistemas OFDM pueden proporcionar un alto rendimiento para algunos entornos de canal.

- 15 En un sistema de comunicación terrestre (por ejemplo, un sistema celular, un sistema de radiodifusión, un sistema de distribución multicanal multipunto (MMDS), y otros), una señal modulada RF de una unidad transmisora puede llegar a una unidad receptora a través de una serie de trayectorias de transmisión. Las características de las trayectorias de transmisión varían normalmente a lo largo del tiempo debido a un número de factores tales como el desvanecimiento y múltiples trayectorias.

- 20 Para proporcionar diversidad contra los efectos de trayectorias perjudiciales y mejorar el rendimiento, pueden utilizarse múltiples antenas de transmisión y recepción. Si las trayectorias de transmisión entre las antenas de transmisión y recepción son linealmente independientes (es decir, una transmisión sobre una trayectoria no está formada como una combinación lineal de las transmisiones sobre otras trayectorias), lo que es en general cierto hasta cierto punto, entonces la probabilidad de recibir correctamente una señal transmitida aumenta a medida que aumenta el número de antenas. En general, la diversidad aumenta y el rendimiento mejora a medida que aumenta el
25 número de antenas de transmisión y recepción.

- Un sistema de comunicación de múltiple entrada y múltiple salida (MIMO) utiliza múltiples (N_T) antenas de transmisión y múltiples (N_R) antenas de recepción para la transmisión de datos. Un canal MIMO puede descomponerse en canales independientes N_C , con $N_C \leq \min \{ N_T, N_R \}$. Cada uno de los N_C canales independientes se denomina también como un subcanal espacial del canal MIMO y corresponde a una dimensión. El sistema MIMO puede proporcionar un rendimiento mejorado si se utilizan las dimensionalidades adicionales creadas por las múltiples antenas de transmisión y recepción.
30

Por lo tanto hay una necesidad en la técnica de técnicas para utilizar información de estado de canal (CSI) para aprovechar las dimensionalidades adicionales creadas por un sistema MIMO para proporcionar un rendimiento de sistema mejorado.

- 35 El documento WO98/09381 divulga un sistema de comunicación MIMO que proporciona realimentación de información de estado de canal.

Sumario

- 40 Los aspectos de la invención tal como se exponen en las reivindicaciones adjuntas proporcionan técnicas para procesar señales recibidas en un sistema de comunicación de múltiple entrada y múltiple salida (MIMO) para recuperar señales transmitidas, y para estimar las características de un canal MIMO. Pueden utilizarse varios esquemas de procesamiento receptores para obtener información de estado de canal (CSI) indicativa de las características de los canales de transmisión utilizados para la transmisión de datos. Entonces la CSI se presenta de vuelta al sistema transmisor y se utiliza para ajustar el procesamiento de señal (por ejemplo, codificación, modulación, etc.). De esta manera, se consigue un alto rendimiento en base a condiciones de canal determinadas.

- 45 Una realización específica de la invención proporciona un procedimiento para transmitir datos desde una unidad transmisora a una unidad receptora en un sistema de comunicación MIMO. Según el procedimiento, en la unidad receptora, se recibe un número de señales a través de una serie de antenas de recepción, comprendiendo la señal recibida desde cada antena de recepción una combinación de una o más señales transmitidas desde la unidad transmisora. Las señales recibidas se procesan (por ejemplo, a través de un esquema de inversión matricial de correlación de canal (CCMI), un esquema de error cuadrático medio mínimo insesgado (UMMSE), o algún otro esquema de procesamiento de receptor) para obtener la CSI indicativa de características de una serie de canales de transmisión utilizados para la transmisión de datos. La CSI se codifica y se transmite de vuelta a la unidad transmisora. En la unidad transmisora, se recibe la CSI desde la unidad receptora y se procesan los datos para su transmisión a la unidad receptora en base a en la CSI recibida.
50

La CSI presentada puede incluir una CSI total o una CSI parcial. La CSI total incluye suficiente caracterización de ancho de banda total (por ejemplo, la amplitud y fase a través del ancho de banda útil) de la trayectoria de propagación entre todos los pares de antenas de transmisión y recepción. La CSI parcial puede incluir, por ejemplo, la relación señal/ruido más interferencia (SNR) de los canales de transmisión. En la unidad transmisora, los datos para cada canal de transmisión pueden codificarse basándose en la estimación de la SNR para el canal de transmisión, y los datos codificados para cada canal de transmisión pueden modularse según un esquema de modulación seleccionado basándose en la estimación de la SNR. Para el procesamiento de la CSI total, los símbolos de modulación también se procesan previamente antes de la transmisión según la CSI recibida.

La invención proporciona un procedimiento y un aparato tal como se describe en las reivindicaciones anexas.

10 Breve descripción de los dibujos

Las características, naturaleza y ventajas de la presente invención serán más evidentes a partir de la descripción detallada expuesta a continuación cuando se toma en conjunción con los dibujos en los que los mismos caracteres de referencia identifican de manera correspondiente en todo el documento y en los que:

- 15 – la figura 1 es un diagrama de un sistema de comunicación de múltiple entrada y múltiple salida (MIMO) que puede implementar varios aspectos y realizaciones de la invención;
- las figuras 2A y 2B son diagramas de bloques de una realización de un sistema transmisor MIMO que puede realizar un procesamiento de CSI parcial y procesamiento de CSI total, respectivamente;
- la figura 3 es un diagrama de bloques de una realización de un sistema transmisor MIMO que utiliza una modulación por división de frecuencia ortogonal (OFDM);
- 20 – la figura 4 es un diagrama de bloques de una parte de un sistema transmisor MIMO que puede proporcionar un procesamiento diferente para tipos de transmisión diferentes y que también emplea OFDM;
- las figuras 5 y 6 son diagramas de bloques de dos realizaciones de un sistema receptor que presenta múltiples (N_R) antenas de recepción y que pueden procesar una transmisión de datos basándose en una técnica de inversión matricial de correlación de canal (CCMI) y en un error cuadrático medio mínimo insesgado (UMMSE), respectivamente;
- 25 – la figura 7A muestra el rendimiento medio para el sistema MIMO para tres técnicas de procesamiento de receptor y para diferentes valores SNR; y
- la figura 7B muestra las funciones de distribución de probabilidad acumulativa (CDF) para las tres técnicas de procesamiento de receptor generadas basándose en el histograma de los datos.

Descripción detallada

La figura 1 es un diagrama de un sistema 100 de comunicación de múltiple entrada y múltiple salida (MIMO) que puede implementar varios aspectos y realizaciones de la invención. El sistema 100 incluye un primer sistema 110 en comunicación con un segundo sistema 150. El sistema 100 puede funcionar para emplear una combinación de diversidad temporal, frecuencia y antena, (descrita a continuación) para incrementar la eficacia espectral, mejorar el rendimiento, y aumentar la flexibilidad. En un aspecto, el sistema 150 puede funcionar para determinar las características del enlace de comunicación y presentar la información de estado de canal (CSI) de vuelta al sistema 110, y el sistema 110 puede funcionar para ajustar el procesamiento (por ejemplo, codificación y modulación) de los datos que van a transmitirse basándose en la CSI presentada.

En el sistema 110, una fuente 112 de datos proporciona datos (es decir, bits de información) a un procesador 114 de datos de transmisión (TX), que codifica los datos según un esquema de codificación particular, entrelaza (es decir, reordena) los datos codificados basándose en un esquema de entrelazado particular, y asigna los bits entrelazados a símbolos de modulación para uno o más canales de transmisión utilizados para transmitir los datos. La codificación aumenta la fiabilidad de la transmisión de datos. El entrelazado proporciona diversidad temporal para los bits codificados, permite transmitir los datos basándose en una media de la relación señal/ruido más interferencia (SNR) para los canales de transmisión utilizados para la transmisión de datos, combate el desvanecimiento, y además suprime la correlación entre los bits codificados utilizados para formar cada símbolo de modulación. El entrelazado puede proporcionar además diversidad de frecuencia si los bits codificados se transmiten sobre múltiples subcanales de frecuencia. Según un aspecto de la invención, la codificación, entrelazado y asignación de símbolos (o una combinación de los mismos) se realizan basándose en la CSI total o parcial disponible para el sistema 110, tal como se indica en la figura 1.

La codificación, entrelazado y la asignación de símbolos en el sistema 110 transmisor pueden realizarse basándose en numerosos esquemas. Un esquema específico se describe en la solicitud de patente estadounidense nº 09/776.073 titulada "CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM", presentada el 1 de febrero de 2001..

El sistema 100 MIMO utiliza múltiples antenas tanto en el extremo de transmisión como en el de recepción del enlace de comunicación. Estas antenas de transmisión y recepción pueden utilizarse para proporcionar varias

5 formas de diversidad espacial, que incluyen diversidad de transmisión y diversidad de recepción. La diversidad espacial se caracteriza por la utilización de múltiples antenas de transmisión y una o más antenas de recepción. La diversidad de transmisión se caracteriza por la transmisión de datos sobre múltiples antenas de transmisión. Normalmente, se realiza un procesamiento adicional sobre los datos transmitidos desde las antenas de transmisión para conseguir la diversidad deseada. Por ejemplo, los datos transmitidos desde diferentes antenas de transmisión pueden retardarse o reordenarse a tiempo, codificarse y entrelazarse a través de las antenas de transmisión, etc. La diversidad de recepción se caracteriza por la recepción de las señales transmitidas en múltiples antenas de recepción, y se consigue diversidad simplemente recibiendo las señales a través de diferentes trayectorias de señal.

10 El sistema 100 puede operar en una serie de diferentes modos de comunicación, empleando cada modo de comunicación diversidad temporal, antena o frecuencia, o una combinación de los mismos. 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 como modo de comunicación de diversidad "puro" los datos se transmiten desde todas las antenas de transmisión disponibles a un sistema receptor receptor. El modo de comunicaciones de diversidad puro puede utilizarse en casos en los que las necesidades de velocidad de transmisión de datos son bajas o cuando la relación SNR es baja, o cuando ambas son ciertas. El modo de comunicación MIMO emplea una diversidad de antena en ambos extremos del enlace de comunicación (es decir, múltiples antenas de transmisión y múltiples antenas de recepción) y se utiliza en general tanto para mejorar la fiabilidad como para aumentar la capacidad del enlace de comunicación. El modo de comunicación MIMO puede emplear además diversidad de frecuencia y/o temporal en combinación con la diversidad de antena.

15 El sistema 100 puede utilizar además una modulación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), que divide eficazmente la banda de frecuencia de funcionamiento en un número de (L) subcanales de frecuencia (es decir, frequency bins). En cada ranura de tiempo (es decir, un intervalo de tiempo particular que puede depender del ancho de banda del subcanal de frecuencia), puede transmitirse un símbolo de modulación en cada uno de los subcanales de frecuencia L.

20 El sistema 100 puede operar para transmitir datos a través de una serie de canales de transmisión. Como se observó anteriormente, un canal MIMO puede descomponerse en N_C canales independientes, con $N_C \leq \min\{N_T, N_R\}$. Cada uno de los N_C canales independientes también se denomina como un subcanal espacial del canal MIMO. Para un sistema MIMO que no utiliza modulación OFDM, puede haber solo un subcanal de frecuencia y cada subcanal espacial puede denominarse como un "canal de transmisión". Para un sistema MIMO que utiliza modulación OFDM, cada subcanal espacial de cada subcanal de frecuencia puede denominarse como un canal de transmisión. Y para un sistema OFDM que no opera en el modo de comunicación MIMO, sólo hay un subcanal espacial y cada subcanal de frecuencia puede denominarse como un canal de transmisión.

25 Un sistema MIMO puede proporcionar rendimiento mejorado si se utilizan las dimensionalidades adicionales creadas por las múltiples antenas de transmisión y recepción. Aunque no se requiere necesariamente conocer la CSI en el transmisor, es posible un aumento de la eficacia y rendimiento de sistema cuando el transmisor está equipado con CSI, que describe las características de transmisión desde las antenas de transmisión a las antenas de recepción. La CSI puede clasificarse como "CSI total" o "CSI parcial".

30 La CSI total incluye caracterización suficiente (por ejemplo, la amplitud y fase) a través de todo el ancho de banda del sistema (es decir, cada subcanal de frecuencia) para la trayectoria de propagación entre cada par de antena de transmisión-recepción en la matriz MIMO $N_T \times N_R$. El procesamiento de la CSI total implica que (1) la caracterización de canal está disponible tanto en el transmisor como en el receptor, (2) el transmisor calcula modos propios para el canal MIMO (descrito posteriormente), determina símbolos de modulación que van a transmitirse en los modos propios, preconditiona (filtra) linealmente los símbolos de modulación, y transmite los símbolos de modulación preconditionados, y (3) el receptor realiza un procesamiento complementario (por ejemplo, filtro adaptado espacial) del procesamiento de transmisión lineal basándose en la caracterización de canal para calcular los N_C coeficientes de filtro adaptado espaciales necesarios para cada canal de transmisión (es decir, cada modo propio). El procesamiento de la CSI total implica además procesamiento de datos (por ejemplo, seleccionando los esquemas de codificación y modulación apropiados) para cada canal de transmisión basándose en el valor propio del canal (descrito posteriormente) para obtener los símbolos de modulación.

35 La CSI parcial puede incluir, por ejemplo, la relación señal/ruido más interferencia (SNR) de los canales de transmisión (es decir, la relación SNR para cada subcanal espacial para un sistema MIMO sin modulación OFDM, o la relación SNR para cada subcanal de frecuencia de cada subcanal espacial para un sistema MIMO con modulación OFDM). El procesamiento de la CSI parcial puede implicar procesamiento de datos (por ejemplo, seleccionar los esquemas de codificación y modulación apropiados) para cada canal de transmisión basándose en la relación SNR del canal.

Con referencia a la figura 1, un procesador 120 MIMO TX recibe y procesa los símbolos de modulación del procesador 114 de datos TX para proporcionar símbolos adecuados para la transmisión sobre el canal MIMO. El

procesamiento realizado por el procesador 120 MIMO TX depende de si se utiliza procesamiento de la CSI total o parcial, y se describe en mayor detalle a continuación.

Para el procesamiento de la CSI total, el procesador 120 MIMO TX puede demultiplexar y precondicionar los símbolos de modulación. Y para el procesamiento de la CSI parcial, el procesador 120 MIMO TX puede demultiplexar simplemente los símbolos de modulación. El procesamiento MIMO de la CSI total y parcial se describe en mayor detalle posteriormente. Para un sistema MIMO que utiliza procesamiento de la CSI total pero no modulación OFDM, el procesador 120 MIMO TX proporciona un flujo de símbolos de modulación precondicionados para cada antena de transmisión, un símbolo de modulación precondicionado por ranura de tiempo. Cada símbolo de modulación precondicionado es una combinación lineal (y ponderada) de N_C símbolos de modulación en una ranura de tiempo dada para los N_C subcanales espaciales, como se describe en mayor detalle posteriormente. Para un sistema MIMO que emplea procesamiento de la CSI total y modulación OFDM, el procesador 120 MIMO TX proporciona un flujo de vectores de símbolos de modulación precondicionados para cada antena de transmisión, incluyendo cada vector símbolos de modulación precondicionados L para los subcanales de frecuencia L para una ranura de tiempo dada. Para un sistema MIMO que emplea procesamiento de la CSI parcial pero no modulación OFDM, el procesador 120 MIMO TX proporciona un flujo de símbolos de modulación para cada antena de transmisión, un símbolo de modulación por ranura de tiempo. Y para un sistema MIMO que emplea procesamiento de la CSI parcial y modulación OFDM, el procesador 120 MIMO TX proporciona un flujo de vectores de símbolos de modulación para cada antena de transmisión, incluyendo cada vector símbolos de modulación L para los subcanales de frecuencia L para una ranura de tiempo dada. Para todos los casos descritos anteriormente, cada flujo de símbolos de modulación (no condicionados o precondicionados) o vectores de símbolos de modulación se recibe y modula por un modulador 122 (MOD) respectivo, y se transmite a través de una antena 124 asociada.

En la realización mostrada en la figura 1, el sistema 150 receptor incluye una serie de antenas 152 receptoras que reciben las señales transmitidas y proporcionan las señales recibidas a demoduladores 154 (DEMOM) respectivos. Cada demodulador 154 realiza procesamiento complementario al realizado en el modulador 122. Los símbolos demodulados de todos los demoduladores 154 se proporcionan a un procesador 156 MIMO (RX) de recepción y se procesan de una manera descrita posteriormente. Los símbolos de modulación recibidos para los canales de transmisión se proporcionan entonces a un procesador 158 de datos RX, que realiza procesamiento complementario al realizado en el procesador 114 de datos TX. En un diseño específico, el procesador 158 de datos RX proporciona valores de bit indicativos de los símbolos de modulación recibidos, desentrelaza los valores de bit y descodifica los valores desentrelazados para generar bits descodificados, que se proporcionan entonces al colector 160 de datos. La desasignación, desentrelazado y descodificación de símbolos recibidos son complementarios a la asignación, entrelazado y codificación de símbolos realizados en el sistema 110 transmisor. El procesamiento mediante el sistema 150 receptor se describe en mayor detalle posteriormente.

Los subcanales espaciales de un sistema MIMO (o más en general, los canales de transmisión en un sistema MIMO con o sin modulación OFDM) experimentan normalmente condiciones de enlace diferente (por ejemplo, diferentes efectos de desvanecimiento y de trayectoria múltiple) y pueden conseguir una relación SNR diferente. Por consiguiente, la capacidad de los canales de transmisión puede ser diferente de canal a canal. Esta capacidad puede cuantificarse por la tasa de bits de información (es decir, el número de bits de información por símbolo de modulación) que puede transmitirse en cada canal de transmisión para un nivel particular de rendimiento. Además, las condiciones de enlace varían normalmente con respecto al tiempo. Como resultado, las tasas de bits de información soportadas para los canales de transmisión también varían con respecto al tiempo. Para utilizar de manera más completa la capacidad de los canales de transmisión, la CSI que describe las condiciones de enlace puede determinarse (normalmente en la unidad receptora) y proporcionarse a la unidad transmisora para que el procesamiento pueda ajustarse (o adaptarse) adecuadamente. Aspectos de la invención proporcionan técnicas para determinar y utilizar la CSI (total o parcial) para proporcionar rendimiento del sistema mejorado.

Sistema transmisor MIMO con procesamiento de CSI parcial

La figura 2A es un diagrama de bloques de una realización de un sistema 110a transmisor MIMO, que es una realización de la parte transmisora del sistema 110 en la figura 1. El sistema 110a transmisor (que no utiliza modulación OFDM) puede ajustar su procesamiento basándose en la CSI parcial presentada por el sistema 150 receptor. El sistema 110a incluye (1) un procesador 114a de datos TX que recibe y procesa bits de información para proporcionar símbolos de modulación y (2) un procesador 120a MIMO TX que demultiplexa los símbolos de modulación para las N_T antenas de transmisión.

El procesador 114a de datos TX es una realización del procesador 114 de datos TX en la figura 1, y otros muchos diseños también pueden utilizarse para el procesador 114 de datos TX y están dentro del alcance de la invención. En la realización específica mostrada en la figura 2A, el procesador 114a de datos TX incluye un codificador 202, un dispositivo 204 de entrelazado de canales, un dispositivo 206 de eliminación selectiva (*puncturer*) y un elemento 208 de asignación de símbolos. El codificador 202 recibe y codifica los bits de información según un esquema de codificación particular para proporcionar bits codificados. El dispositivo 204 de entrelazado de canales entrelaza los bits codificados basándose en un esquema de entrelazado particular para proporcionar diversidad. El dispositivo 206 de eliminación selectiva elimina selectivamente cero o más de los bits codificados entrelazados para proporcionar el

número deseado de bits codificados. Y el elemento 208 de asignación de símbolos asigna el bit codificado no eliminado a símbolos de modulación para uno o más canales de transmisión utilizados para transmitir los datos.

Aunque no se muestra en la figura 2A por simplicidad, los datos piloto (por ejemplo, datos de un modelo conocido) pueden codificarse y multiplexarse con los bits de información procesados. Los datos piloto procesados pueden transmitirse (por ejemplo, de una manera multiplexada por división de tiempo) en todos o un subconjunto de los canales de transmisión utilizados para transmitir los bits de información. Los datos piloto pueden utilizarse en el receptor para realizar estimación de canal, como se conoce en la técnica y se describe en mayor detalle más adelante.

Como se muestra en la figura 2A, la codificación y modulación puede ajustarse basándose en la CSI parcial presentada por el sistema 150 receptor. En una realización, se consigue codificación adaptable utilizando un código base fijado (por ejemplo, una tasa de 1/3 de código turbo) y ajustando la eliminación selectiva para conseguir la tasa de código deseada, admitida por la relación SNR del canal de transmisión utilizado para transmitir datos. Como alternativa, pueden utilizarse esquemas de codificación diferentes basándose en la CSI parcial presentada (como se indica por la flecha discontinua en el bloque 202). Por ejemplo, cada uno de los canales de transmisión puede codificarse con un código independiente. Con este esquema de codificación puede utilizarse un esquema de procesamiento receptor de "anulación/igualación y cancelación de interferencia" sucesivo para detectar y descodificar los flujos de datos para obtener una estimación más fiable de los flujos de datos transmitidos. Un esquema de procesamiento receptor de este tipo se describe por P.W. Wolniansky, et al en un documento titulado "V-BLAST: An Architecture for Achieving Very High Data Rates over the Rich-Scattering Wireless Channel", Proc. ISSE-98, Pisa, Italia.

Para cada canal de transmisión, el elemento 208 de asignación de símbolos puede designarse a conjuntos de grupos de bits codificados no eliminados para formar símbolos no binarios y para asignar los símbolos no binarios a 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 asignado se corresponde con un símbolo de modulación. El número de bits de información que puede transmitirse para cada símbolo de modulación para un nivel particular de rendimiento (por ejemplo, una tasa de error de paquete del uno por ciento) depende de la relación SNR del canal de transmisión. Así, el esquema de codificación y el esquema de modulación para cada canal de transmisión pueden seleccionarse basándose en la CSI parcial presentada. El entrelazado de canales también puede ajustarse basándose en la CSI parcial presentada (como se indica por la flecha punteada en el bloque 204).

La tabla 1 enumera varias combinaciones de tasa de codificación y esquema de modulación que pueden utilizarse para una serie de intervalos de la relación SNR. La tasa de bits soportada para cada canal de transmisión puede conseguirse utilizando cualquiera de una serie de combinaciones posibles de tasa de codificación y esquema de modulación. Por ejemplo, un bit de información por símbolo puede conseguirse utilizando (1) una tasa de codificación de 1/2 y una modulación QPSK, (2) una tasa de codificación de 1/3 y una 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 utilizan QPSK, 16-QAM y 64-QAM para los intervalos de la relación SNR enumerados. Otros esquemas de modulación tales como 8-PSK, 32-QAM, 128-QAM, etc., también pueden utilizarse y están dentro del alcance de la invención.

Tabla 1

Intervalo 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

Los símbolos de modulación del procesador 114a de datos TX se proporcionan a un procesador 120a MIMO TX, que es una realización del procesador 120 MIMO TX en la figura 1. En el procesador 120a MIMO TX, un demultiplexor 214 demultiplexa los símbolos de modulación recibidos en un número de (N_T) flujos de símbolos de demodulación, un flujo para cada antena utilizada para transmitir los símbolos de modulación. Cada flujo de símbolos de modulación se proporciona a un modulador 122 respectivo. Cada modulador 122 convierte los símbolos de modulación en una señal analógica y adicionalmente amplifica, filtra, modula en cuadratura y convierte de manera ascendente la señal para generar una señal modulada adecuada para su transmisión sobre el enlace inalámbrico.

Si el número de subcanales espaciales es menor que el número de antenas de transmisión disponibles (es decir, $N_C < N_T$) entonces pueden utilizarse varios esquemas para la transmisión de datos. En un esquema, N_C flujos de símbolos de modulación se generan y transmiten en un subconjunto (es decir, N_C) de las antenas transmisoras disponibles. Las antenas ($N_T - N_C$) de transmisión restantes no se utilizan para la transmisión de datos. En otro esquema, los grados adicionales de libertad proporcionados por las antenas ($N_T - N_C$) de transmisión adicionales se utilizan para mejorar la fiabilidad de la transmisión de datos. Para este esquema pueden codificarse cada uno o más flujos de datos, posiblemente entrelazados, y transmitirse sobre múltiples antenas de transmisión. La utilización de múltiples antenas de transmisión para un flujo de datos incrementa la diversidad y mejora la fiabilidad contra los efectos de trayectorias perjudiciales.

Sistema transmisor MIMO con procesamiento de CSI total

La figura 2B es un diagrama de bloques de una realización de un sistema 110b transmisor MIMO (que no utiliza modulación OFDM) que puede procesar datos basándose en una CSI total presentada por el sistema 150 receptor. Los bits de información se codifican, entrelazan y asignan a símbolos por un procesador 114 de datos TX para generar símbolos de modulación. La codificación y modulación pueden ajustarse basándose en la CSI total disponible presentada por el sistema receptor, y puede realizarse como se describió anteriormente para el sistema 110a transmisor MIMO.

En un procesador 120b MIMO TX, un procesador 212 MIMO de canal demultiplexa los símbolos de modulación recibidos en un número de (N_C) flujos de símbolos de modulación, un flujo para cada subcanal espacial (por ejemplo, de modo propio) utilizado para transmitir los símbolos de modulación. Para el procesamiento de la CSI total, el procesador 212 MIMO de canal preconditiona los N_C símbolos de modulación en cada ranura de tiempo para generar N_T símbolos de modulación preconditionados como sigue:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & \dots & e_{1N_C} \\ e_{21} & e_{22} & \dots & e_{2N_C} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T1} & e_{N_T2} & \dots & e_{N_TN_C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_C} \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación (1)}$$

en la que

b_1, b_2, \dots y b_{N_C} son respectivamente los símbolos de modulación para los subcanales espaciales 1, 2, ... N_{N_C} , en donde cada uno de los N_C símbolos de modulación pueden generarse utilizando, por ejemplo, M-PSK, M-QAM, o algún otro esquema de modulación;

e_{ij} son elementos de una matriz **E** de vector propio relacionados con las características de transmisión desde las antenas de transmisión a las antenas de recepción; y

x_1, x_2, \dots, x_{N_T} son los símbolos de modulación preconditionados que pueden expresarse 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 **E** de vector propio puede calcularse por el transmisor o se proporciona al transmisor por el receptor.

Para el procesamiento de la CSI total, cada símbolo de modulación precondicionado, x_i , para una antena de transmisión particular representa una combinación lineal de símbolos de modulación (ponderados) para hasta N_C subcanales espaciales. El esquema de modulación empleado para cada símbolo de modulación x_i está basado en la relación SNR efectiva de ese modo propio y es proporcional a un valor propio, λ_i (descrito posteriormente). Cada uno de los N_C símbolos de modulación utilizados para generar cada símbolo de modulación precondicionado puede estar asociado con una constelación de señales diferente. Para cada ranura de tiempo, los N_T símbolos de modulación precondicionados generados por el procesador 212 MIMO de canal se demultiplexan por un demultiplexor 214 y se proporcionan a N_T moduladores 122.

El procesamiento de la CSI total puede realizarse basándose en la CSI disponible y en las antenas de transmisión seleccionadas. El procesamiento de la CSI total también puede habilitarse y deshabilitarse selectiva y dinámicamente. Por ejemplo, el procesamiento de la CSI total puede habilitarse para una transmisión de datos particular y deshabilitarse para algunas otras transmisiones de datos. El procesamiento de la CSI total puede habilitarse bajo ciertas condiciones, por ejemplo, cuando el enlace de comunicación tiene una relación SNR adecuada.

15 Sistema transmisor MIMO con modulación OFDM

La figura 3 es un diagrama de bloques de una realización de un sistema 110c transmisor MIMO que utiliza modulación OFDM y que puede ajustar su procesamiento basándose en una CSI total o parcial. Los bits de información se codifican, entrelazan, eliminan selectivamente y se asignan a símbolos mediante un procesador 114 de datos TX para generar símbolos de modulación. La codificación y modulación pueden ajustarse basándose en la CSI total o parcial disponible presentada por el sistema receptor. Para un sistema MIMO con modulación OFDM, los símbolos de modulación pueden transmitirse en múltiples subcanales de frecuencia y desde múltiples antenas de transmisión. Cuando opera en un modo de comunicación MIMO puro, la transmisión en cada subcanal de frecuencia y desde cada antena de transmisión representa datos no duplicados.

En un procesador 120c MIMO, un demultiplexor 310 (DEMUX) recibe y demultiplexa los símbolos de modulación en un número de flujos de símbolos de subcanal, S_1 a través de S_L , un flujo de símbolos de subcanal para cada subcanal de frecuencia utilizado para transmitir los símbolos.

Para el procesamiento de la CSI total, cada flujo de símbolos de subcanal se proporciona entonces a un procesador 312 MIMO de subcanal respectivo. Cada procesador 312 MIMO de subcanal demultiplexa el flujo de símbolos de subcanal recibido en un número de (hasta N_C) subflujos de símbolos, un subflujo de símbolos para cada subcanal espacial utilizado para transmitir los símbolos de modulación. Para el procesamiento de la CSI total en un sistema OFDM, los modos propios se obtienen y aplican sobre una base de subcanal por frecuencia. Así, cada procesador 312 MIMO de subcanal precondiciona hasta N_C símbolos de modulación según la ecuación (1) para generar símbolos de modulación precondicionados. Cada símbolo de modulación precondicionado para una antena de transmisión particular de un subcanal de frecuencia particular representa una combinación lineal de símbolos de modulación (ponderados) para hasta N_C subcanales espaciales.

Para el procesamiento de la CSI total, los (hasta) N_T símbolos de modulación precondicionados generados por cada procesador 312 MIMO de subcanal para cada ranura de tiempo se demultiplexan por un demultiplexor 314 respectivo y se proporcionan a (hasta) N_T combinadores 316a a 316t de símbolos. Por ejemplo, el procesador 312a MIMO de subcanal asignado al subcanal 1 de frecuencia puede proporcionar hasta N_T símbolos de modulación precondicionados para el subcanal 1 de frecuencia de antenas 1 a N_T . De manera parecida, el procesador 312l MIMO de subcanal asignado al subcanal L de frecuencia puede proporcionar hasta N_T símbolos para el subcanal L de frecuencia de antenas 1 a N_T .

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

Cada combinador 316 recibe los símbolos de modulación para hasta L subcanales de frecuencia, combina los símbolos para cada ranura de tiempo en un vector V de símbolos de modulación, y proporciona el vector de símbolos de modulación a la siguiente etapa de procesamiento (es decir, modulador 122).

El procesador 120c MIMO recibe y procesa de este modo los símbolos de modulación para proporcionar N_T vectores de símbolos de modulación, V_1 a V_T , un vector de símbolos de modulación para cada antena de transmisión. Cada vector V de símbolos de modulación cubre una única ranura de tiempo, y cada elemento del vector V de símbolos de modulación se asocia con un subcanal de frecuencia específico que presenta una única subportadora sobre la que se transporta el símbolo de modulación. Si no opera en un modo de comunicación MIMO "puro", algunos de los vectores de símbolos de modulación pueden presentar información redundante o duplicada en subcanales de frecuencia para diferentes antenas de transmisión.

La figura 3 también muestra un realización del modulador 122 para modulación OFDM. Los vectores V_1 a V_T de símbolos de modulación desde el procesador 120c MIMO se proporcionan a los moduladores 122a a 122t,

respectivamente. En la realización mostrada en la figura 3, cada modulador 122 incluye una transformada 320 de Fourier rápida inversa (IFFT), un generador 322 de prefijos cíclicos y un convertidor 324 ascendente.

La IFFT 320 convierte cada vector de símbolos de modulación recibido en su representación de dominio de tiempo (que se denomina como un símbolo OFDM) utilizando la IFFT. La IFFT 320 puede diseñarse para realizar la IFFT sobre cualquier número de subcanales de frecuencia (por ejemplo, 8, 16, 32, etc.). En una realización, para cada vector de símbolos de modulación convertido en un símbolo OFDM, el generador 322 de prefijos cíclicos repite una parte de la representación del dominio de tiempo del símbolo OFDM para formar un símbolo de transmisión para una antena de transmisión específica. El prefijo cíclico asegura que el símbolo de transmisión retiene sus propiedades ortogonales en la presencia de dispersión debida al retardo por trayectoria múltiple, mejorando de ese modo el rendimiento frente a efectos de trayectoria perjudiciales. La implementación de la IFFT 320 y del generador 322 de prefijos cíclicos es conocida en la técnica y no se describe en detalle en el presente documento.

Las representaciones de dominio de tiempo de cada generador 322 de prefijos cíclicos (es decir, los símbolos de transmisión para cada antena) se procesan entonces (por ejemplo, se convierten en una señal analógica, se modulan, amplifican y filtran) mediante un convertidor 324 ascendente para generar una señal modulada, que se transmite entonces desde la antena 124 respectiva.

La modulación OFDM se describe en mayor detalle en un documento titulado "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come", por John A.C. Bingham, IEEE Communications Magazine, mayo de 1990.

Una serie de tipos diferentes de transmisión (por ejemplo voz, señalización, datos, piloto, etc.) puede transmitirse mediante un sistema de comunicación. Cada una de estas transmisiones puede requerir procesamiento diferente.

La figura 4 es un diagrama de bloques de una parte de un sistema 110d transmisor MIMO que puede proporcionar procesamiento diferente para diferentes tipos de transmisión y que también emplea modulación OFDM. Los datos de entrada agregados, que incluyen todos los bits de información que van a transmitirse 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 corresponderse con, por ejemplo, un canal de señalización, un canal de radiodifusión, una llamada de voz o un transmisión de datos por paquetes. Cada flujo de datos de canal se proporciona a un procesador 114 de datos TX respectivo que codifica los datos utilizando un esquema de codificación particular seleccionado para ese flujo de datos de canal, entrelaza los datos codificados basándose en un esquema de entrelazado particular y asigna los bits entrelazados a símbolos de modulación para uno o más canales de transmisión utilizados para transmitir ese flujo de datos de canal.

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

El flujo de símbolos de modulación de cada procesador 114 de datos TX puede transmitirse sobre uno o más subcanales de frecuencia y a través de uno o más subcanales espaciales de cada subcanal de frecuencia. Un procesador 120d MIMO TMX recibe los flujos de símbolos de modulación desde los procesadores 114 de datos TX. Dependiendo del modo de comunicación que va a utilizarse para cada flujo de símbolos de modulación, el procesador 120d MIMO TX puede demultiplexar el flujo de símbolos de modulación en un número de flujos de símbolos de subcanal. En la realización mostrada en la figura 4, el flujo S_1 de símbolos de modulación se transmite sobre un subcanal de frecuencia y el flujo S_K de símbolos de modulación se transmite sobre L subcanales de frecuencia. El flujo de modulación para cada subcanal de frecuencia se procesa por un procesador 412 MIMO de subcanal respectivo, se demultiplexa por el demultiplexor 414 y se combina por el combinador 416 (por ejemplo, de manera parecida a como se describe en la figura 3) para formar un vector de símbolos de modulación para cada antena de transmisión.

En general, un sistema transmisor codifica y modula datos para cada canal de transmisión basándose en información que describe la capacidad de transmisión de ese canal. Esta información normalmente tiene la forma de la CSI total o la CSI parcial descritas anteriormente. La CSI total/parcial para los canales de transmisión utilizados para la transmisión de datos se determina normalmente en el sistema receptor y se reporta de vuelta al sistema transmisor, que utiliza entonces la información para ajustar la codificación y modulación adecuadamente. Las técnicas descritas en el presente documento pueden aplicarse a múltiples canales de transmisión paralelos soportados por MIMO, modulación OFDM, o cualquier otro esquema de comunicación (por ejemplo, un esquema CDMA) que pueda soportar múltiples canales de transmisión paralelos.

El procesamiento MIMO se describe en mayor detalle en la solicitud de patente estadounidense nº de serie 09/532.492, titulada "HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION", presentada el 22 de marzo de 2000.

Sistema receptor MIMO

Aspectos de la invención proporcionan técnicas para procesar las señales recibidas en un sistema MIMO para recuperar los datos de transmisión y para estimar las características del canal MIMO. Las características estimadas de canal pueden entonces presentarse de vuelta al sistema transmisor y utilizarse para ajustar el procesamiento de la señal (por ejemplo, codificación, modulación, etc.). De esta manera, se consigue alto rendimiento basándose en las condiciones determinadas de canal. Las técnicas de procesamiento receptoras descritas en el presente documento incluyen una técnica de inversión matricial de correlación de canal (CCMI), una técnica de error cuadrático medio insesgado (UMMSE) y una técnica CSI-total, todas descritas en mayor detalle más adelante. Otras técnicas de procesamiento de receptor también pueden utilizarse y están dentro del alcance de la invención.

La figura 1 muestra un sistema 150 receptor que presenta múltiples (N_R) antenas de recepción y que puede procesar una transmisión de datos. Las señales transmitidas desde hasta N_T antenas de transmisión se reciben mediante cada una de las N_R antenas 152a a 152r y se encaminan a un demodulador 154 (DEMOM) respectivo (que también se denomina como un procesador frontal). Por ejemplo, la antena 152a de recepción puede recibir un número de señales transmitidas desde un número de antenas de transmisión, y la antena 152r de recepción 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 o banda base intermedia y digitaliza la señal convertida de manera descendente. Cada demodulador 154 puede demodular adicionalmente las muestras digitalizadas con una señal piloto recibida para generar los símbolos de modulación recibidos, que se proporcionan al procesador 156 MIMO RX.

Si la modulación OFDM se emplea para la transmisión de datos, cada demodulador 154 realiza adicionalmente procesamiento complementario al realizado por el modulador 122 mostrado en la figura 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 figura 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 pueden proporcionarse entonces a un procesador 156 MIMO RX.

Para un sistema MIMO que no utiliza modulación OFDM, un procesador 156 MIMO RX puede utilizarse para realizar el procesamiento MIMO para los símbolos de modulación de las N_R antenas receptoras. Y para un sistema MIMO que utiliza modulación OFDM, puede utilizarse un procesador 156 MIMO RX para realizar el procesamiento MIMO para los símbolos de modulación de las N_R antenas receptoras para cada uno de los L subcanales de frecuencia utilizados para la transmisión de datos.

En un sistema MIMO con N_T antenas de transmisión y N_R antenas de recepción, las señales recibidas en la salida de las N_R antenas de recepción puede expresarse como:

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

en la que $\underline{\mathbf{r}}$ es el vector de símbolos recibidos (es decir, la salida del vector $N_R \times 1$ del canal MIMO, como se midió en las antenas de recepción), \mathbf{H} es la matriz $N_R \times N_T$ de coeficiente de canal que da la respuesta de canal para las N_T antenas de transmisión y las N_R antenas de recepción en un tiempo específico, $\underline{\mathbf{x}}$ es el vector de símbolos transmitidos (es decir, la entrada de vector $N_T \times 1$ al canal MIMO), y $\underline{\mathbf{n}}$ es un vector $N_R \times 1$ que representa ruido más interferencia. El vector $\underline{\mathbf{r}}$ de símbolos recibidos incluye N_R símbolos de modulación de N_R señales recibidas a través de N_R antenas de recepción en un tiempo específico. De manera similar, el vector $\underline{\mathbf{x}}$ de símbolos transmitidos incluye N_T símbolos de modulación en N_T señales transmitidas a través de N_T antenas de transmisión en un tiempo específico.

Receptor MIMO que utiliza técnica CCMI

Para la técnica CCMI, el sistema receptor primero realiza una operación de filtro adaptado de canal sobre el vector $\underline{\mathbf{r}}$ de símbolos recibidos y la salida filtrada puede expresarse como:

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

en la que el exponente "H" representa un conjugado traspuesto y complejo. Una matriz \mathbf{R} cuadrada puede utilizarse para denotar el producto de la matriz \mathbf{H} de coeficiente de canal con su \mathbf{H}^H conjugada traspuesta (es decir, $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$).

La matriz \mathbf{H} de coeficiente de canal puede obtenerse, por ejemplo, de los símbolos pilotos transmitidos junto con los datos. Para realizar una recepción óptima y estimar la relación SNR de los canales de transmisión, con frecuencia es conveniente insertar algunos símbolos conocidos en el flujo de datos de transmisión y transmitir los símbolos

5 conocidos sobre uno o más canales de transmisión. Tales símbolos conocidos también se denominan como símbolos piloto o señales piloto. Procedimientos para estimar un único canal de transmisión basándose en una señal piloto o la transmisión de datos pueden encontrarse en una serie de documentos disponibles en la técnica. Un procedimiento de estimación de canal de este tipo se describe por F. Ling en un documento titulado "Optimal Reception, Performance Bound, and Cutoff-Rate Analysis of References-Assisted Coherent CDMA Communications with Applications" IEEE Transaction on Communication, octubre de 1999. Éste o algún otro procedimiento de estimación de canal pueden extenderse a una forma matricial para obtener la matriz \mathbf{H} de coeficiente de canal.

Una estimación del vector de símbolos transmitidos, $\underline{\mathbf{x}}'$, puede obtenerse multiplicando el vector $\mathbf{H}^H \underline{\mathbf{r}}$ de señales con la inversa (o pseudoinversa) de \mathbf{R} , que puede expresarse como:

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

10 A partir de las ecuaciones anteriores puede observarse que el vector $\underline{\mathbf{x}}$ de símbolos transmitidos puede recubrirse mediante filtrado adaptado (es decir, multiplicando con la matriz \mathbf{H}^H), del vector $\underline{\mathbf{r}}$ de símbolos recibidos y después multiplicando el resultado filtrado con la matriz \mathbf{R}^{-1} cuadrada inversa.

15 La relación SNR de los canales de transmisión puede determinarse como sigue. La matriz ϕ_{nn} de autocorrelación del vector $\underline{\mathbf{n}}$ de ruido se calcula primero a partir de la señal recibida. En general, ϕ_{nn} es una matriz hermitiana, es decir, es compleja, conjugada y simétrica. Si las componentes del canal de ruido no están correlacionadas y son además independientes y están idénticamente distribuidas (iid), la matriz ϕ_{nn} de autocorrelación del vector $\underline{\mathbf{n}}$ de ruido puede expresarse como:

$$\begin{aligned} \phi_{nn} &= \sigma_n^2 \mathbf{I}, \text{ y} \\ \phi_{nn}^{-1} &= \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{I}, \end{aligned} \quad \text{Ecuación (5)}$$

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

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

25 A partir de la ecuación (6), la varianza σ_n^2 de ruido del elemento de orden i del vector $\underline{\mathbf{n}}'$ de ruido procesado posteriormente es igual a $\sigma_n^2 \lambda_{ii}$, donde λ_{ii} es el elemento de la diagonal de \mathbf{R}^{-1} de orden i . Para un sistema MIMO que no utiliza modulación OFDM, el elemento de orden i es representativo de la antena de recepción de orden i . Y si se utiliza modulación OFDM, entonces el subíndice " i " puede descomponerse en un subíndice " jk ", en el que " j " representa el subcanal de frecuencia de orden j y " k " representa el subcanal espacial de orden k correspondiente con la antena de recepción de orden k .

30 Para la técnica CCMI, la relación SNR del elemento del vector de símbolos recibidos de orden i después del procesamiento (es decir, el elemento de orden i de $\underline{\mathbf{x}}'$) puede expresarse como:

$$SNR_i = \frac{\overline{|x'_i|^2}}{\sigma_n^2} .$$

Ecuación (7)

Si la varianza del símbolo $\overline{|x'_i|^2}$ transmitido de orden i es igual a uno (1.0) sobre la media, la relación SNR del vector de símbolos recibidos puede expresarse como:

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

- 5 La varianza de ruido puede normalizarse ajustando a escala el elemento de orden i del vector de símbolos recibidos por $1/\sqrt{r_{ii}}$.

Las señales ajustadas a escala desde las N_R antenas de recepción pueden sumarse conjuntamente para formar una señal combinada, que puede expresarse como

$$x'_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} \frac{x'_i}{\sqrt{r_{ii}}} .$$

Ecuación (8)

- 10 La relación SNR de la señal combinada, SNR_{total} , tendría entonces una relación SNR combinada máxima que es igual a la suma de la relación SNR de las señales de las N_R antenas de recepción. La relación SNR combinada puede expresarse como:

$$SNR_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} SNR_i = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^{N_R} \frac{1}{r_{ii}} .$$

Ecuación (9)

- 15 La figura 5 muestra una realización de un procesador 156a MIMO RX, que puede implementar el procesamiento CCMI descrito anteriormente. En el procesador 156a MIMO RX, los símbolos de modulación de las N_R antenas de recepción se demultiplexan mediante un multiplexor 512 para formar un flujo de vectores \mathbf{r} de símbolos de modulación recibidos. La matriz \mathbf{H} de coeficiente de canal puede estimarse basándose en señales piloto similares a los sistemas de portadora única y multiportadora asistidos por piloto convencionales, como se conoce en la técnica. La matriz \mathbf{R} se calcula entonces según $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$ como se mostró anteriormente. Los vectores \mathbf{r} de símbolos de modulación recibidos se filtran entonces mediante un filtro 514 de ajuste que multiplica previamente cada vector \mathbf{r} con la matriz \mathbf{H}^H de coeficiente de canal conjugada y traspuesta, como se muestra en la ecuación (3). Los vectores filtrados se multiplican previamente de manera adicional por un multiplicador 516 con la matriz \mathbf{R}^{-1} cuadrada inversa para formar una estimación \mathbf{x}' del vector \mathbf{x} de símbolos de modulación transmitidos, como se muestra anteriormente en la ecuación (4).

- 25 Para ciertos modos de comunicación, los flujos de símbolos de subcanal de todas las antenas utilizadas para la transmisión del flujo de datos de canal pueden proporcionarse a un combinador 518, que combina información redundante a través del tiempo, espacio y frecuencia. Los símbolos \mathbf{x}'' de modulación combinados se proporcionan entonces a un procesador 158 de datos RX. Para algunos otros modos de comunicación, los símbolos \mathbf{x}' de modulación estimados pueden proporcionarse directamente al procesador 158 de datos RX (no mostrado en la figura 5).

- 30 El procesador 156a MIMO RX genera de este modo una serie de flujos de símbolos independientes correspondientes a la serie de canales de transmisión utilizados en el sistema transmisor. Cada flujo de símbolos incluye símbolos de modulación procesados posteriormente, que se corresponden con símbolos de modulación previos al procesamiento de la CSI total/parcial en el sistema transmisor. Los flujos de símbolos (procesados posteriormente) se proporcionan entonces al procesador 158 de datos RX.

- 35 En el procesador 158 de datos RX, cada flujo de símbolos procesados posteriormente de símbolos de modulación se proporciona a un elemento de demodulación respectivo que implementa un esquema de demodulación (por ejemplo, M-PSK, M-QAM) que es complementario al esquema de modulación utilizado en el sistema transmisor para el canal de transmisión que se está procesando. Para el modo de comunicación MIMO, los datos demodulados de todos los demoduladores asignados pueden descodificarse entonces independientemente o multiplexarse en un flujo

de datos de canal y después descodificarse, dependiendo del procedimiento de codificación y modulación empleados en la unidad transmisora. Cada flujo de datos de canal puede entonces proporcionarse a un descodificador respectivo que implementa un esquema de descodificación complementario al utilizado en la unidad transmisora para el flujo de datos de canal. Los datos descodificados de cada descodificador representan una estimación de los datos transmitidos para ese flujo de datos de canal.

Los símbolos $\underline{\mathbf{x}}$ de modulación estimados y/o los símbolos $\underline{\mathbf{x}}'$ de modulación combinados también se proporcionan a un procesador 520 CSI, que determina la CSI total o parcial para los canales de transmisión y proporciona la CSI total/parcial que va a presentarse de vuelta al sistema 110 transmisor. Por ejemplo, el procesador 520 CSI puede estimar la matriz ϕ_{nn} de covarianza de ruido del canal de transmisión de orden i , basándose en la señal piloto recibida y después calcular la relación SNR basándose en las ecuaciones (7) y (9). La relación SNR puede estimarse de forma similar a los sistemas de portadora única y multiportadora asistidos por piloto convencionales, como se conoce en la técnica. La relación SNR para los canales de transmisión comprende la CSI parcial que se presenta de vuelta al sistema transmisor. Los símbolos de modulación se proporcionan adicionalmente a un estimador 522 de canal y a un procesador 524 matricial que estiman respectivamente la matriz \mathbf{H} de coeficiente de canal y deriva la matriz \mathbf{R} cuadrada. Un controlador 530 se acopla al procesador 156a MIMO RX y al procesador 158 de datos RX y dirige el funcionamiento de estas unidades.

Receptor MIMO que utiliza la técnica UMMSE

Para la técnica UMMSE, el sistema receptor realiza una multiplicación del vector $\underline{\mathbf{r}}$ de símbolos recibidos con una matriz \mathbf{M} para obtener una estimación $\hat{\underline{\mathbf{x}}}$ MMSE inicial del vector $\underline{\mathbf{x}}$ de símbolos transmitidos, que puede expresarse como:

$$\hat{\underline{\mathbf{x}}} = \mathbf{M}\underline{\mathbf{r}} \quad \text{Ecuación (10)}$$

La matriz \mathbf{M} se selecciona de manera que se minimiza el error cuadrático medio del vector $\underline{\mathbf{e}}$ de errores entre la estimación $\hat{\underline{\mathbf{x}}}$ MMSE inicial y el vector $\underline{\mathbf{x}}$ de símbolos transmitidos (es decir, $\mathbf{e} = \hat{\underline{\mathbf{x}}} - \underline{\mathbf{x}}$).

Para determinar \mathbf{M} , una función ε de coste puede expresarse inicialmente como:

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

Para minimizar la función ε de coste, puede tomarse una derivada de la función de coste con respecto a \mathbf{M} , y el resultado puede establecerse a cero, como sigue:

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

Utilizando las igualdades $E\{\underline{\mathbf{x}}\underline{\mathbf{x}}^H\} = \mathbf{I}$, $E\{\underline{\mathbf{r}}\underline{\mathbf{r}}^H\} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn}$ 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 lo tanto, la matriz \mathbf{M} puede expresarse como:

$$\mathbf{M} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \quad \text{Ecuación (11)}$$

Tomando como base las ecuaciones (10) y (11), la estimación $\hat{\underline{\mathbf{x}}}$ MMSE inicial del vector $\underline{\mathbf{x}}$ de símbolos transmitidos puede determinarse como:

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

Para determinar la relación SNR de los canales de transmisión para la técnica UMMSE, la componente de señal puede determinarse inicialmente basándose en la media de $\hat{\underline{\mathbf{x}}}$ dado $\underline{\mathbf{x}}$, media calculada sobre el ruido aditivo, que puede expresarse como:

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

5 en la que la matriz \mathbf{V} se define como:

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

Utilizando la identidad

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

la matriz \mathbf{V} puede expresarse como:

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

10 El elemento de orden i de la estimación $\underline{\mathbf{x}}$ MMSE inicial, \hat{x}_i puede expresarse como:

$$\hat{x}_i = v_{i1}x_1 + \dots + v_{ii}x_i + \dots + v_{iN_R}x_{N_R} \quad .\tag{Ecuación (13)}$$

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

$$E[\hat{x}_i | \underline{\mathbf{x}}] = v_{ii}x_i \quad .\tag{Ecuación (14)}$$

15 Como se muestra en la ecuación (14), \hat{x}_i es una estimación sesgada de x_i . Este sesgo puede suprimirse para obtener un rendimiento de receptor mejorado según la técnica UMMSE. Una estimación insesgada de x_i puede obtenerse dividiendo x_i por v_{ii} . Así, la estimación del error cuadrático medio mínimo insesgado de $\underline{\mathbf{x}}$, puede obtenerse multiplicando previamente la estimación insesgada por una matriz \mathbf{D}_V^{-1} diagonal, como sigue:

$$\underline{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{D}_v^{-1} \hat{\underline{\mathbf{x}}}, \quad \text{Ecuación (15)}$$

en la que

$$\mathbf{D}_v^{-1} = \text{diag}(1/v_{11}, 1/v_{22}, \dots, 1/v_{N_R N_R}) .$$

5 Para determinar el ruido más la interferencia, el error $\hat{\underline{\mathbf{e}}}$ entre la estimación $\underline{\tilde{\mathbf{x}}}$ insesgada y el vector $\underline{\mathbf{x}}$ de símbolos transmitidos puede expresarse como:

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

La matriz de autocorrelación del vector $\hat{\underline{\mathbf{e}}}$ de errores puede expresarse como:

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

10 La varianza del elemento de orden i del vector $\hat{\underline{\mathbf{e}}}$ de errores es igual a u_{ii} . Los elementos del vector $\hat{\underline{\mathbf{e}}}$ de errores están correlacionados. Sin embargo, puede utilizarse suficiente entrelazado, de manera que la correlación entre los elementos del vector $\hat{\underline{\mathbf{e}}}$ de errores puede ignorarse y sólo la varianza afecta al rendimiento del sistema.

Si las componentes del ruido de canal no están correlacionadas e iid, la matriz de correlación del ruido de canal puede expresarse como se muestra en la ecuación (5). En ese caso, la matriz de autocorrelación del vector $\hat{\underline{\mathbf{e}}}$ de errores puede expresarse como:

$$\begin{aligned} \phi_{\hat{\underline{\mathbf{e}}}\hat{\underline{\mathbf{e}}}} &= \mathbf{I} - \mathbf{D}_x^{-1} [\mathbf{I} - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 \mathbf{I} + \mathbf{R})^{-1}] (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_x^{-1}) - (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_x^{-1}) [\mathbf{I} - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 \mathbf{I} + \mathbf{R})^{-1}] \mathbf{D}_x^{-1} \\ &= \mathbf{U} = \{u_{ij}\} . \end{aligned}$$

$$\text{Ecuación (16)}$$

15

Y si las componentes del ruido del canal no están correlacionadas, entonces

$$\mathbf{U} = \mathbf{I} - \mathbf{D}_v^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} (1 - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) - (1 - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{D}_v^{-1} .$$

$$\text{Ecuación (17)}$$

La relación SNR de la salida del demodulador correspondiente al símbolo transmitido de orden i puede expresarse como:

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

20 Si la varianza, $\overline{|x_i|^2}$, de los símbolos recibidos procesados, x_i , es igual a uno (1.0) sobre la media, la relación SNR del vector de símbolos recibos puede expresarse como:

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

La figura 6 muestra una realización de un procesador 156b MIMO RX, que puede implementar el procesamiento UMMSE descrito anteriormente. De forma similar al procedimiento CCMI, las matrices \mathbf{H} y ϕ_{nn} pueden estimarse inicialmente basándose en las señales piloto recibidas y/o transmisiones de datos. La matriz \mathbf{M} de coeficiente de ponderación se calcula entonces según la ecuación (11). En el procesador 156b MIMO RX, los símbolos de modulación de las N_R antenas de recepción se multiplexan por un multiplexor 612 para formar un flujo de vectores $\underline{\mathbf{r}}$ de símbolos de modulación recibidos. Entonces los vectores $\underline{\mathbf{r}}$ de símbolos de modulación recibidos se multiplican previamente mediante un multiplicador 614 con la matriz \mathbf{M} para formar una estimación $\hat{\underline{\mathbf{x}}}$ del vector $\underline{\mathbf{x}}$ de símbolos transmitidos, como se mostró anteriormente en la ecuación (10). La estimación $\hat{\underline{\mathbf{x}}}$ además se multiplica previamente

5 mediante un multiplicador 616 con la matriz \mathbf{D}_v^{-1} diagonal para formar una estimación $\hat{\underline{\mathbf{x}}}$ insesgada del vector $\underline{\mathbf{x}}$ de símbolos transmitidos, como se mostró anteriormente en la ecuación (15).

De nuevo, dependiendo del modo de comunicación particular que está implementándose, los flujos de símbolos de subcanal de todas las antenas utilizadas para la transmisión del flujo de datos de canal pueden proporcionarse a un combinador 618, que combina información redundante a través del tiempo, espacio y frecuencia. Los símbolos $\hat{\underline{\mathbf{x}}}$ de modulación combinados se proporcionan entonces al procesador 158 de datos RX. Y para algunos otros modos de comunicación, los símbolos $\hat{\underline{\mathbf{x}}}$ de modulación estimados pueden proporcionarse directamente a un procesador 158 de datos RX.

15

Los símbolos $\hat{\underline{\mathbf{x}}}$ de modulación estimados insesgados y/o los $\hat{\underline{\mathbf{x}}}$ de modulación combinados también se proporcionan a un procesador 620 CSI, que determina la CSI total o parcial para los canales de transmisión y proporciona la CSI total/parcial que va a presentarse de vuelta al sistema 110 transmisor. Por ejemplo, el procesador 620 CSI puede estimar la relación SNR del canal de transmisión de orden i según las ecuaciones (16) a (18). La relación SNR para los canales de transmisión comprende la CSI parcial que se presenta de vuelta al sistema transmisor. La matriz \mathbf{M} óptima como se calculó en la ecuación (11) ya debería minimizar la norma del vector de errores. \mathbf{D}_v se calcula según la ecuación (16).

20

25 Receptor MIMO que utiliza la técnica de CSI total

Para la técnica de CSI total, las señales recibidas en la salida de las N_R antenas de recepción pueden expresarse como se indicó anteriormente en la ecuación (2), que es:

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

La descomposición del vector propio de la matriz hermitiana formada por el producto de la matriz de canal con su conjugada-traspuesta puede expresarse como:

30

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

en la que \mathbf{E} es la matriz de vectores propios, y $\mathbf{\Lambda}$ es una matriz diagonal de valores propios, ambas de dimensiones $N_T \times N_T$. El transmisor preconditiona un conjunto de N_T símbolos $\underline{\mathbf{b}}$ de modulación utilizando la matriz \mathbf{E} de vectores propios, como se mostró anteriormente en la ecuación (1). Los símbolos de modulación (precondicionados) transmitidos desde las N_T antenas de transmisión pueden por tanto expresarse como:

35

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

Ya que la matriz $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ es hermitiana, la matriz de vectores propios es unitaria. Por tanto, si los elementos de $\underline{\mathbf{b}}$ tienen igual potencia, los elementos de $\underline{\mathbf{x}}$ también tienen la misma potencia. La señal recibida puede entonces expresarse como:

$$\underline{\mathbf{r}} = \mathbf{H}\mathbf{E}\underline{\mathbf{b}} + \underline{\mathbf{n}} .$$

Ecuación (19)

40 El receptor realiza una operación de filtro adaptado de canal, seguida por una multiplicación por los vectores propios correctos. El resultado del filtro adaptado de canal y las operaciones de multiplicación es un vector $\underline{\mathbf{z}}$ que puede expresarse como:

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

en la que el nuevo término de ruido tiene una covarianza que puede expresarse como:

$$E(\underline{\hat{\mathbf{n}}}\underline{\hat{\mathbf{n}}}^H) = E(\mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \underline{\mathbf{nn}}^H \mathbf{H} \mathbf{E}) = \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{E} = \underline{\Lambda} \quad , \quad \text{Ecuación (21)}$$

es decir, las componentes de ruido son independientes con una varianza dada por los vectores propios. La relación SNR de la componente de orden i de $\underline{\mathbf{z}}$ es λ_i , el elemento de orden i diagonal de $\underline{\Lambda}$.

El procesamiento de la CSI total se describe en mayor detalle en la solicitud de patente estadounidense nº serie 09/532.492 anteriormente mencionada.

La realización del receptor mostrada en la figura5 también puede utilizarse para implementar la técnica CSI total. Los vectores $\underline{\mathbf{r}}$ de símbolos de modulación recibidos se filtran mediante el filtro 514 de ajuste que multiplica previamente cada vector $\underline{\mathbf{r}}$ con la matriz \mathbf{H}^H de coeficiente de canal conjugada-traspuesta, como se mostró anteriormente en la ecuación (20). Los vectores filtrados además se multiplican previamente por un multiplicador 516 con los vectores propios \mathbf{E}^H correctos para formar una estimación $\underline{\mathbf{z}}$ del vector $\underline{\mathbf{b}}$ de símbolos de modulación, como se mostró anteriormente en la ecuación (20). Para la técnica de CSI total, el procesador 524 matricial está configurado para proporcionar los vectores propios \mathbf{E}^H correctos. El procesamiento posterior (por ejemplo, mediante el combinador 518 y el procesador 158 de datos RX) puede conseguirse como se describió anteriormente.

Para la técnica 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 basándose en la relación SNR que se da por el valor propio. Siempre que las condiciones de canal no cambien considerablemente en el intervalo entre la hora en que se mide la CSI en el receptor y en la que se presenta y utiliza para precondicionar la transmisión en el transmisor, el rendimiento del sistema de comunicaciones puede ser equivalente al de un conjunto de canales AWGN independientes con relaciones SNR conocidas.

Presentar CSI total o parcial de vuelta al sistema transmisor

Al utilizar o bien la técnica de CSI parcial (por ejemplo, CCMI o UMMSE) o bien la técnica de CSI total descritas en el presente documento, puede obtenerse la relación SNR de cada canal de transmisión para las señales recibidas. La relación SNR determinada para los canales de transmisión puede entonces presentarse de vuelta 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 utiliza modulación OFDM), es posible implementar un procesamiento adaptable (por ejemplo, codificación y modulación adaptables) para mejorar la utilización del canal MIMO. Para las técnicas de retroalimentación de la CSI parcial, puede conseguirse procesamiento adaptable sin la CSI completa. Para las técnicas de retroalimentación de la CSI total se retroalimenta al transmisor información suficiente (y no necesariamente los valores y modos propios explícitos) para facilitar el cálculo de los valores propios y modos propios para cada subcanal de frecuencia utilizado.

Para la técnica CCMI, los valores SNR de los símbolos de modulación recibidos (por ejemplo, $SNR_i = \overline{|x_i|^2} / \sigma_n^2$ ó $SNR_i = 1 / \sigma_n^2 u_{ii}$ para el símbolo recibido en el canal de transmisión de orden i) se retroalimentan al transmisor. Para la técnica UMMSE, los valores SNR de los símbolos de modulación recibidos (por ejemplo, $SNR_i = E[|x_i|^2] / u_{ii}$ ó $SNR_i = 1 / u_{ii}$ para el símbolo recibido en el canal de transmisión de orden i , calculándose u_{ii} como se mostró anteriormente en las ecuaciones (16) y (17)), se retroalimentan al transmisor. Y para la técnica CSI total, los valores SNR de los símbolos de modulación recibidos (por ejemplo

$SNR_i = \overline{|z_i|^2} / \sigma_n^2$ ó $SNR_i = \lambda_{ii} / \sigma_n^2$ para el símbolo recibido en el canal de transmisión de orden i , en el que λ_{ii} es el valor propio de la matriz \mathbf{R} cuadrada) pueden retroalimentarse al transmisor. Para la técnica de CSI total, los modos propios \mathbf{E} pueden determinarse adicionalmente y retroalimentarse al transmisor. Para las técnicas CSI parcial y total, la relación SNR se utiliza en el sistema transmisor para ajustar el procesamiento de los datos. Y para la técnica de CSI total, los modos \mathbf{E} propios se utilizan adicionalmente para precondicionar los símbolos de modulación antes de la transmisión.

La CSI presentada de vuelta al transmisor puede enviarse totalmente, diferencialmente o una combinación de los mismos. En una realización, la CSI total o parcial se presenta periódicamente y las actualizaciones diferenciales se envían basándose en la CSI transmitida anteriormente. Como un ejemplo para la CSI total, las actualizaciones pueden ser correcciones (basándose en una señal de error) a los modos propios presentados. Los valores propios normalmente no cambian tan rápidamente como los modos propios, por lo que éstos pueden actualizarse a menor

5 velocidad. En otra realización, la CSI se envía sólo cuando hay un cambio (por ejemplo, si el cambio supera un umbral particular) que puede bajar la velocidad efectiva del canal de retroalimentación. Como un ejemplo para la CSI parcial, las relaciones SNR pueden enviarse de vuelta (por ejemplo, diferencialmente) sólo cuando cambian. Para un sistema OFDM (con o sin MIMO), la correlación en el dominio de frecuencia puede explotarse para permitir la reducción en la cantidad de CSI que va a retroalimentarse. Como un ejemplo para un sistema OFDM que utiliza CSI parcial, si la relación SNR correspondiente a un subcanal espacial particular para M subcanales de frecuencia es la misma, la relación SNR y el primer y último subcanal de frecuencia para los que esta condición es cierta pueden presentarse. Otras técnicas de recuperación de errores de canales de retroalimentación y compresión para reducir la cantidad de datos que van a retroalimentarse para la CSI también pueden utilizarse y están dentro del alcance de la invención.

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

15 En el sistema 110, la señal de retroalimentación transmitida se recibe por las antenas 124, se demodula por demoduladores 122 y se proporciona a un procesador 132 de datos RX. El procesador 132 de datos RX realiza procesamiento complementario al realizado por el procesador 162 de datos TX y recupera la CSI total/parcial presentada, que se proporciona después, y se utiliza para ajustar el procesamiento por, el procesador 114 de datos TX y el procesador 120 MIMO TX.

20 El sistema 110 transmisor puede ajustar (es decir, adaptar) su procesamiento basándose en la CSI total/parcial (por ejemplo, información SNR) del sistema 150 receptor. Por ejemplo, la codificación para cada canal de transmisión puede ajustarse de manera que la tasa de información coincide con la capacidad de transmisión soportada por la relación SNR de canal. Además, el esquema de modulación para el canal de transmisión puede seleccionarse basándose en la relación SNR de canal. Otros procesamientos (por ejemplo, entrelazado) pueden también ajustarse y están dentro del alcance de la invención. El ajuste del procesamiento para cada canal de transmisión basándose en la relación SNR determinada para el canal permite al sistema MIMO conseguir alto rendimiento (es decir, alto rendimiento global o tasa de bits para un nivel particular de rendimiento). El procesamiento adaptable puede aplicarse a un sistema MIMO de portadora única o un sistema MIMO basado en multiportadora (por ejemplo, un sistema MIMO que utiliza modulación OFDM).

25 El ajuste en la codificación y la selección del esquema de modulación en el sistema transmisor puede conseguirse basándose en numerosas técnicas, una de las cuales se describe en la anteriormente mencionada solicitud de patente estadounidense nº de serie 09/776.073.

30 Las técnicas CSI parcial (por ejemplo, CCMI y UMMSE) y total son técnicas de procesamiento de receptor que permiten a un sistema MIMO utilizar las dimensionalidades adicionales creadas por la utilización de múltiples antenas de transmisión y recepción, lo que es una ventaja importante para utilizar MIMO. Las técnicas CCMI y UMMSE pueden permitir el mismo número de símbolos de modulación que van a transmitirse, para cada ranura de tiempo que para un sistema MIMO que utiliza CSI total. Sin embargo, otras técnicas de procesamiento de receptor también pueden utilizarse en conjunción con las técnicas de retroalimentación de la CSI total/parcial descritas en el presente documento y están dentro del alcance de la invención. De manera análoga, las figuras 5 y 6 representan dos realizaciones de un sistema receptor que puede procesar una transmisión MIMO, que determina las características de los canales de transmisión (es decir, la relación SNR) y presentar la CSI total o parcial de vuelta al sistema transmisor. Otros diseños basados en las técnicas presentadas en el presente documento y otras técnicas de procesamiento de receptor pueden contemplarse y están dentro del alcance de la invención.

35 La técnica de CSI parcial (por ejemplo, técnicas CCMI y UMMSE) también puede utilizarse de una manera sencilla sin procesamiento adaptable en el transmisor cuando sólo la relación SNR de la señal recibida total o el rendimiento global alcanzable estimado basándose en tal SNR se retroalimenta. En una implementación, un formato de modulación se determina basándose en la estimación de SNR recibida o el rendimiento global estimado, y el mismo formato de modulación se utiliza para todos los canales de transmisión. Este procedimiento puede reducir el rendimiento global de todo el sistema pero puede también reducir considerablemente la cantidad de información que se envía de vuelta sobre el enlace inverso.

40 Una mejora en el rendimiento del sistema puede realizarse con la utilización de las técnicas de retroalimentación de la CSI total/parcial de la invención. El rendimiento global del sistema con retroalimentación de la CSI parcial puede calcularse y compararse con el rendimiento global con retroalimentación de la CSI total. El rendimiento global del sistema puede definirse como:

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

en la que γ_i es la relación SNR de cada símbolo de modulación recibido para técnicas CSI parciales o la relación SNR de cada canal de transmisión para la técnica CSI total. La relación SNR para varias técnicas de procesamiento puede resumirse como sigue:

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

5 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 CSI total

10 Las figuras 7A y 7B muestran el rendimiento de un sistema MIMO 4 x 4 que emplea técnicas de retroalimentación de la CSI parcial y la CSI total. Los resultados se obtienen desde una simulación informática. En la simulación, los elementos de cada matriz **H** de coeficiente de canal son modelados como variables aleatorias gaussianas independientes con media cero y varianza unitaria. Para cada cálculo, se genera un número de realizaciones matriciales aleatorias y se calcula la media del rendimiento global calculado para la realización para generar la
15 media del rendimiento global.

La figura 7A muestra la media del rendimiento global para el sistema MIMO para las técnicas de CSI total, CCMI de la CSI parcial y UMMSE de la CSI parcial para diferentes valores SNR. Puede verse a partir de la figura 7A que el rendimiento global de la técnica UMMSE de la CSI parcial es aproximadamente el 75% del rendimiento global de la CSI total a valores SNR altos, y se acerca al rendimiento global de la CSI total a valores SNR bajos. El rendimiento
20 global de la técnica CCMI de la CSI parcial es aproximadamente del 75% al 90% del rendimiento global de la técnica UMMSE de la CSI parcial a valores SNR altos y es aproximadamente menor que el 30% del rendimiento global de la UMMSE a valores SNR bajos.

La figura 7B muestra las funciones de distribución de probabilidad acumulativas (CDF) para las tres técnicas generadas basándose en el histograma de los datos. La figura 7B muestra que en una relación SNR media de 16 dB por canal de transmisión, hay aproximadamente un 5% de los casos en los que el rendimiento global es menor que 2
25 bps/Hz para la técnica CCMI. Por otro lado, el rendimiento global para la técnica UMMSE está por encima de 7,5 bps/Hz para todos los casos en la misma relación SNR. Así, es probable que la técnica UMMSE tenga una probabilidad de parada menor que la técnica CCMI.

Los elementos de los sistemas transmisor y receptor pueden implementarse con uno o más procesadores de señales digitales (DSP), circuitos integrados para aplicaciones específicas (ASIC), procesadores, microprocesadores, controladores, microcontroladores, conjuntos de puertas de campo programables (FPGA), dispositivos lógicos programables, otras unidades electrónicas o cualquier combinación de los mismos. Algunas de las funciones y procesamientos descritos en el presente documento también pueden implementarse con software ejecutado en un procesador.

35 Aspectos de la invención pueden implementarse con una combinación de software y hardware. Por ejemplo, los cálculos para las estimaciones de símbolos para las técnicas CCMI y UMMSE y la obtención de la relación SNR de canal pueden realizarse basándose en códigos de programas ejecutados en un procesador (controladores 530 y 650 en las figuras 5 y 6, respectivamente).

40 La descripción anterior de las realizaciones dadas a conocer se proporciona para permitir a cualquier experto en la técnica realizar o utilizar la presente invención. Por lo tanto, la presente invención no pretende limitarse a las realizaciones mostradas en el presente documento.

REIVINDICACIONES

1.- Una unidad receptora (150A, 150B) para un sistema de comunicación de múltiple entrada y múltiple salida (MIMO), que comprende:

5 una pluralidad de procesadores (154A, 154B) frontales configurados para recibir una pluralidad de señales a través de una pluralidad de antenas de recepción y para proporcionar símbolos de modulación ($\underline{\tilde{x}}$) medios (514, 614) acoplados a la pluralidad de procesadores frontales, para proporcionar símbolos de modulación recibidos según una estimación de características de canal entre una pluralidad de antenas de transmisión y la pluralidad de antenas de recepción utilizadas para la transmisión y símbolos demodulación, en el que los medios para proporcionar símbolos de modulación recibidos comprenden uno de un filtro adaptado (514) o un multiplicador de matriz de coeficiente de ponderación (614);
 10 un multiplicador (516, 616) acoplado a medios para proporcionar símbolos de modulación recibidos, para proporcionar estimaciones de los símbolos de modulación recibidos (\underline{X} , $\tilde{\underline{x}}$) que corresponden a la pluralidad de señales transmitidas;
 15 un estimador de calidad de canal (520, 620) acoplado al multiplicador para proporcionar estimaciones y configurado para estimar características de una pluralidad de canales de transmisión y proporcionar información de estado de canal, CSI, indicativa de las características de canal estimadas; y
 un procesador de datos de transmisión (162) configurado para recibir y procesar la CSI para transmisión desde la unidad receptora.

20 2.- La unidad receptora de la reivindicación 1, en la que el estimador de calidad de canal está configurado para proporcionar información de estado de canal como estimaciones de relación señal/ruido más interferencias para la pluralidad de canales de transmisión.

3.- La unidad receptora de la reivindicación 1, comprende, además, un segundo estimador configurado para deducir una matriz de coeficiente de canal sobre la base de estimaciones de símbolos de modulación, y en el que el multiplicador utiliza una primera matriz deducida de la matriz de coeficientes de canal.

25 4.- La unidad receptora de la reivindicación 1, comprende, además, uno o más elementos de demodulación, estando cada elemento de demodulación configurado para recibir y demodular un flujo respectivo de estimaciones de símbolos de modulación según un esquema de demodulación particular para proporcionar un flujo de símbolos demodulados.

30 5.- La unidad receptora de la reivindicación 1, en el que el estimador de calidad de canal está, además, configurado para generar CSI indicativa de modos propios y valores propios para la pluralidad de canales de transmisión.

6.- La unidad receptora de la reivindicación 1, en el que el estimador de calidad de canal está, además, configurado para utilizar un procesamiento de error cuadrático medio mínimo insesgado, UMMSE, para generar la CSI.

7.- La unidad receptora de la reivindicación 1, en el que el estimador de calidad de canal está, además, configurado para utilizar un procesamiento de inversión matricial de correlación, CCMI, para generar la CSI.

35 8.-Un procedimiento para procesar señales en una unidad receptora para un sistema de comunicación de múltiple entrada y múltiple salida, MIMO, que comprende:

recibir una pluralidad de señales a través de una pluralidad de antenas de recepción;
 procesar las señales recibidas para proporcionar símbolos de modulación recibidos;
 proporcionar símbolos de modulación recibidos sobre la base de una estimación de características de canal
 40 entre una pluralidad de antenas de transmisión y la pluralidad de antenas de recepción utilizadas para la transmisión y los símbolos recibidos, estando los símbolos de modulación recibidos proporcionados por uno de un filtro adaptado o de un multiplicador de matriz de coeficientes de ponderación
 un multiplicador de configurado para proporcionar estimaciones de símbolos de modulación que corresponden a la pluralidad de señales transmitidas sobre la base de los símbolos de modulación recibidos;
 45 proporcionar información de estado de canal, CSI, indicativa de las características de canal estimadas sobre la base de estimaciones de características de una pluralidad de canales de transmisión; y
 recibir y procesar la CSI por un procesador de datos de transmisión para transmisión a partir de la unidad receptora

50 9.- El procedimiento de la reivindicación 8, en el que el suministro de información de estado de canal, CSI, comprende el suministro de estimaciones de relación señal/ruido más interferencias para la pluralidad de canales de transmisión.

55 10.- El procedimiento de la reivindicación 8, que comprende, además, la recepción y la demodulación de un flujo respectivo de símbolos de modulación según un esquema de demodulación particular para proporcionar un flujo de símbolos demodulados.

11.- Procedimiento de la reivindicación 8, en el que el suministro de información de estado de canal, CSI, comprende el suministro de información indicativa de modos propios y de valores propios para la pluralidad de canales de transmisión.

5 12.- Procedimiento de la reivindicación 8, en el que la información de estado de canal, CSI, comprende la utilización de un procesamiento de error cuadrático medio mínimo insesgado, UMMSE, para generar la CSI.

13.- Procedimiento de la reivindicación 8, en el que la información de estado de canal, CSI, comprende la utilización de un procesamiento de inversión matricial de correlación, CCMI, para generar la CSI.

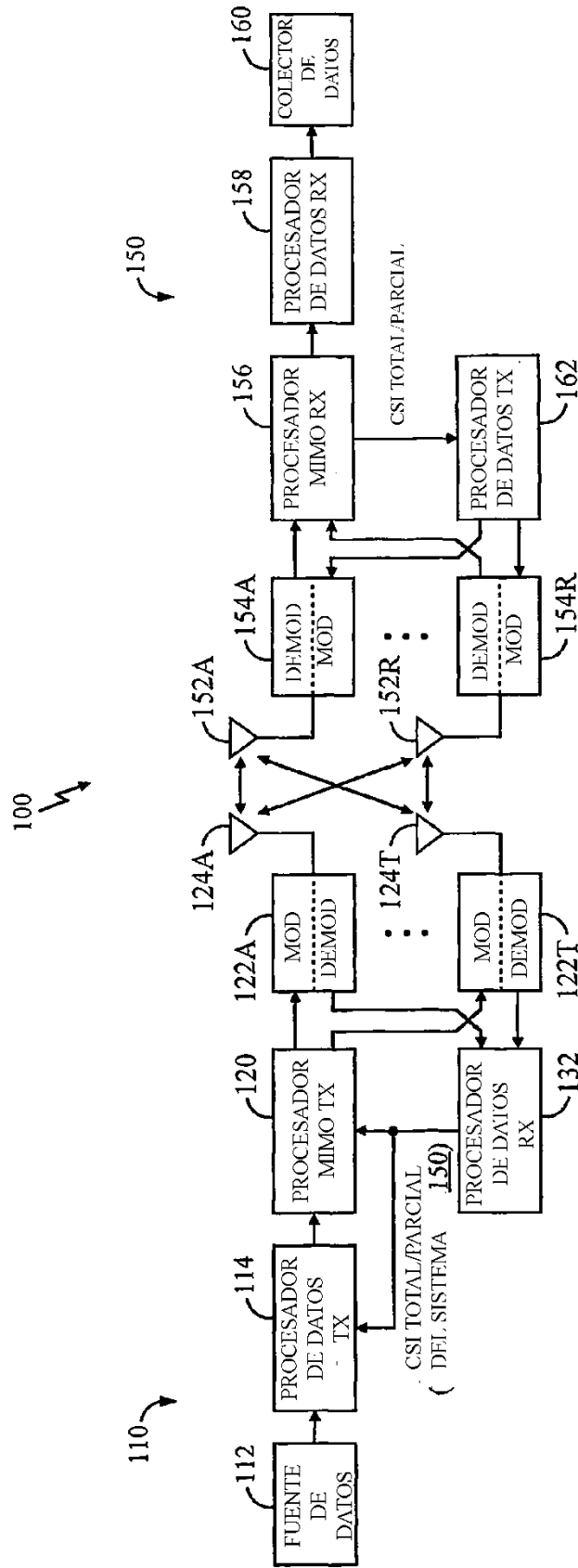


FIG. 1

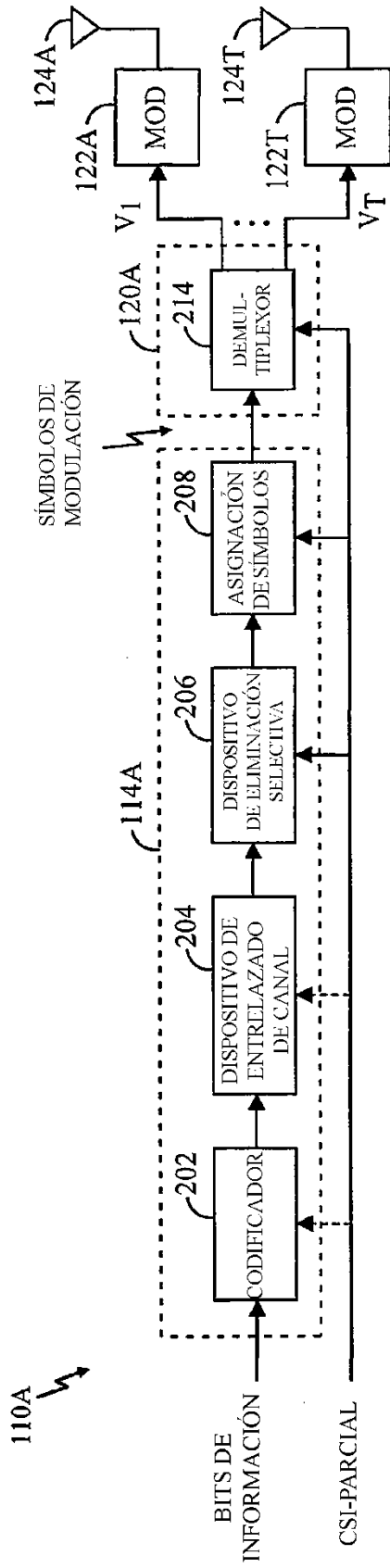


FIG. 2A

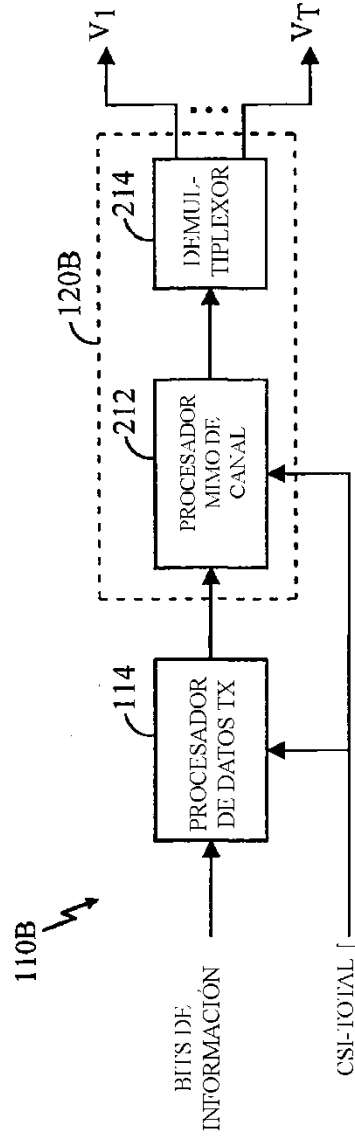


FIG. 2B

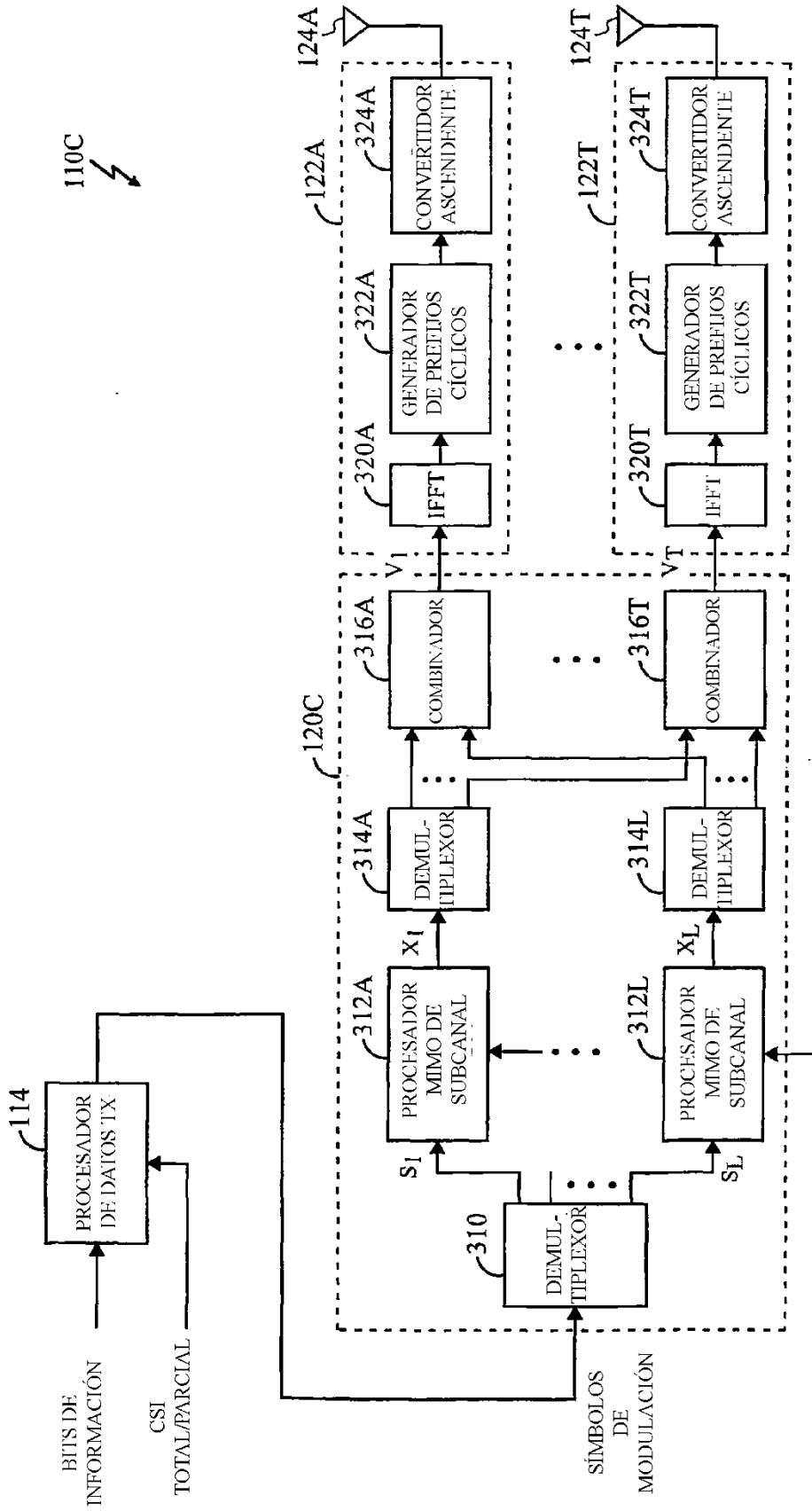


FIG. 3

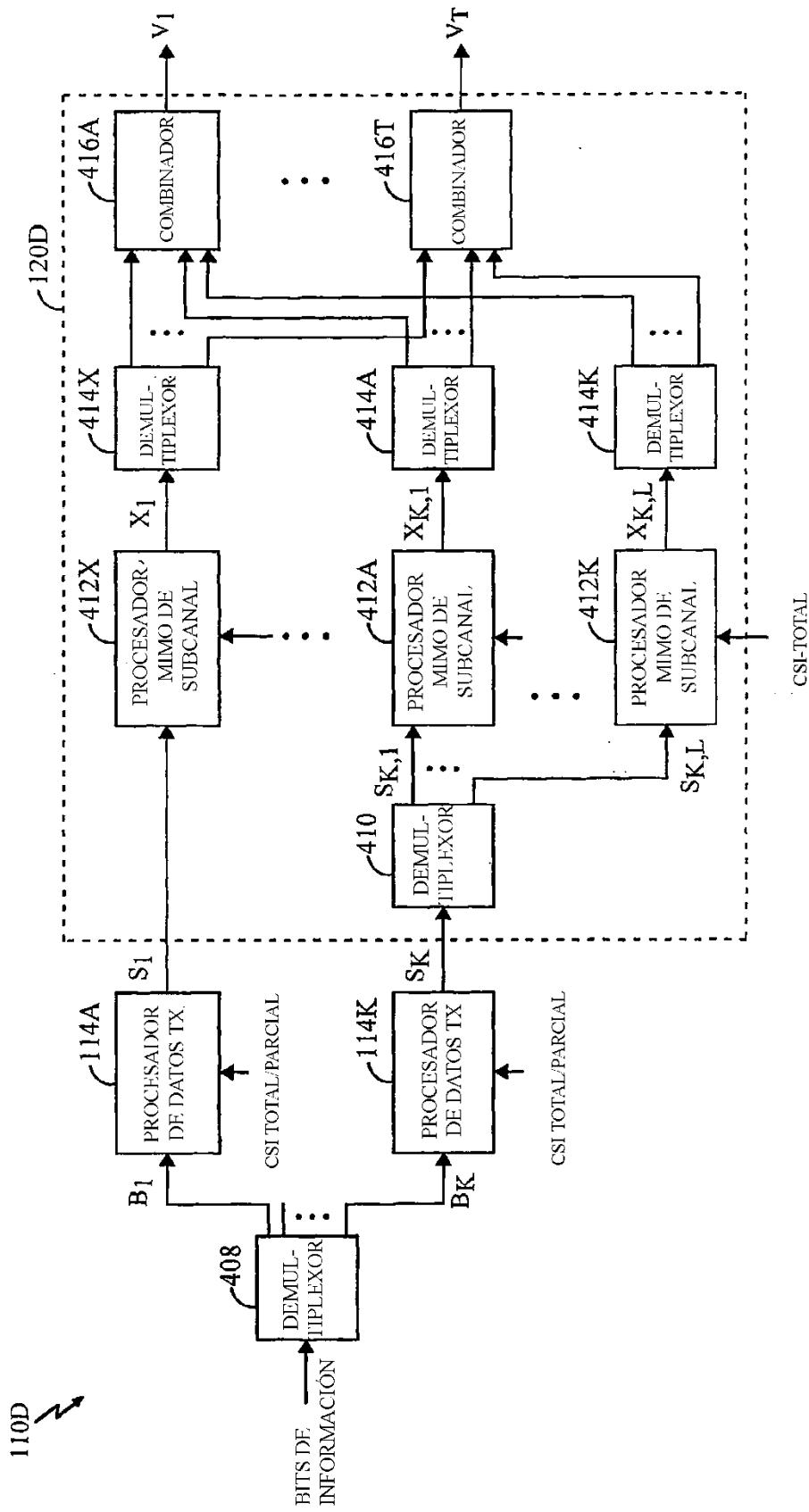


FIG. 4

150A

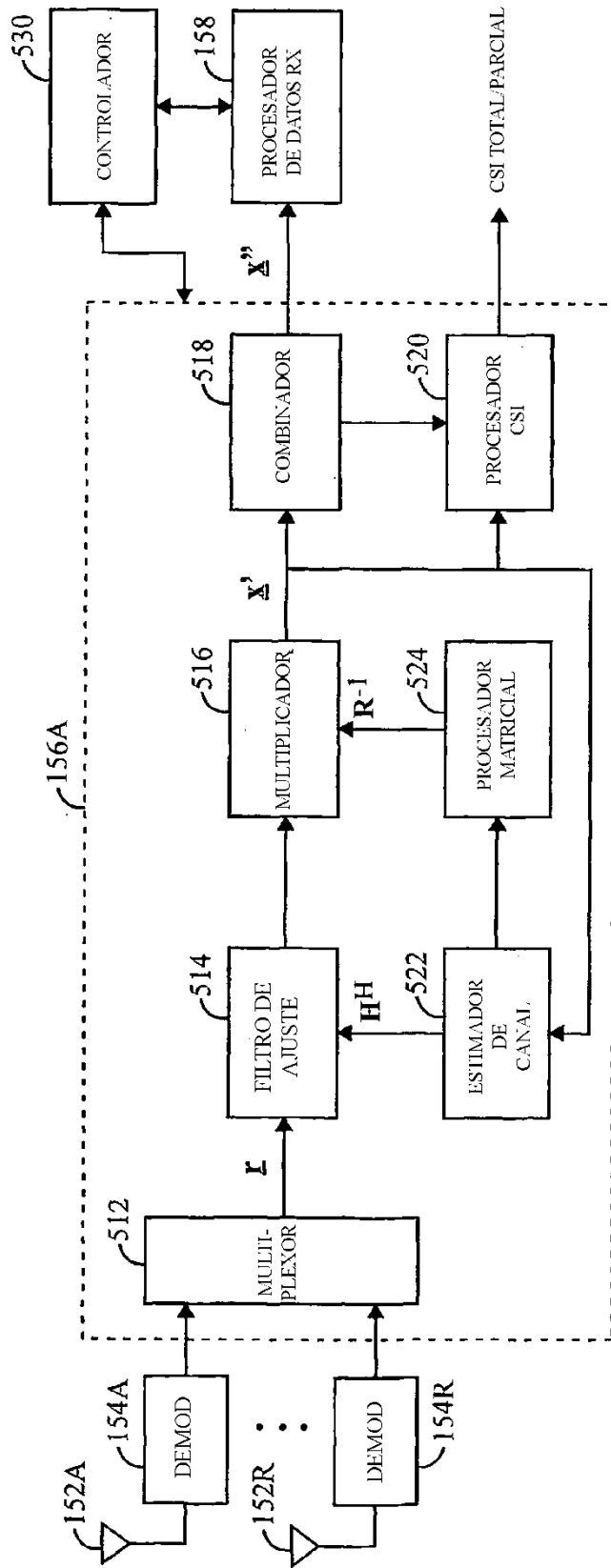


FIG. 5

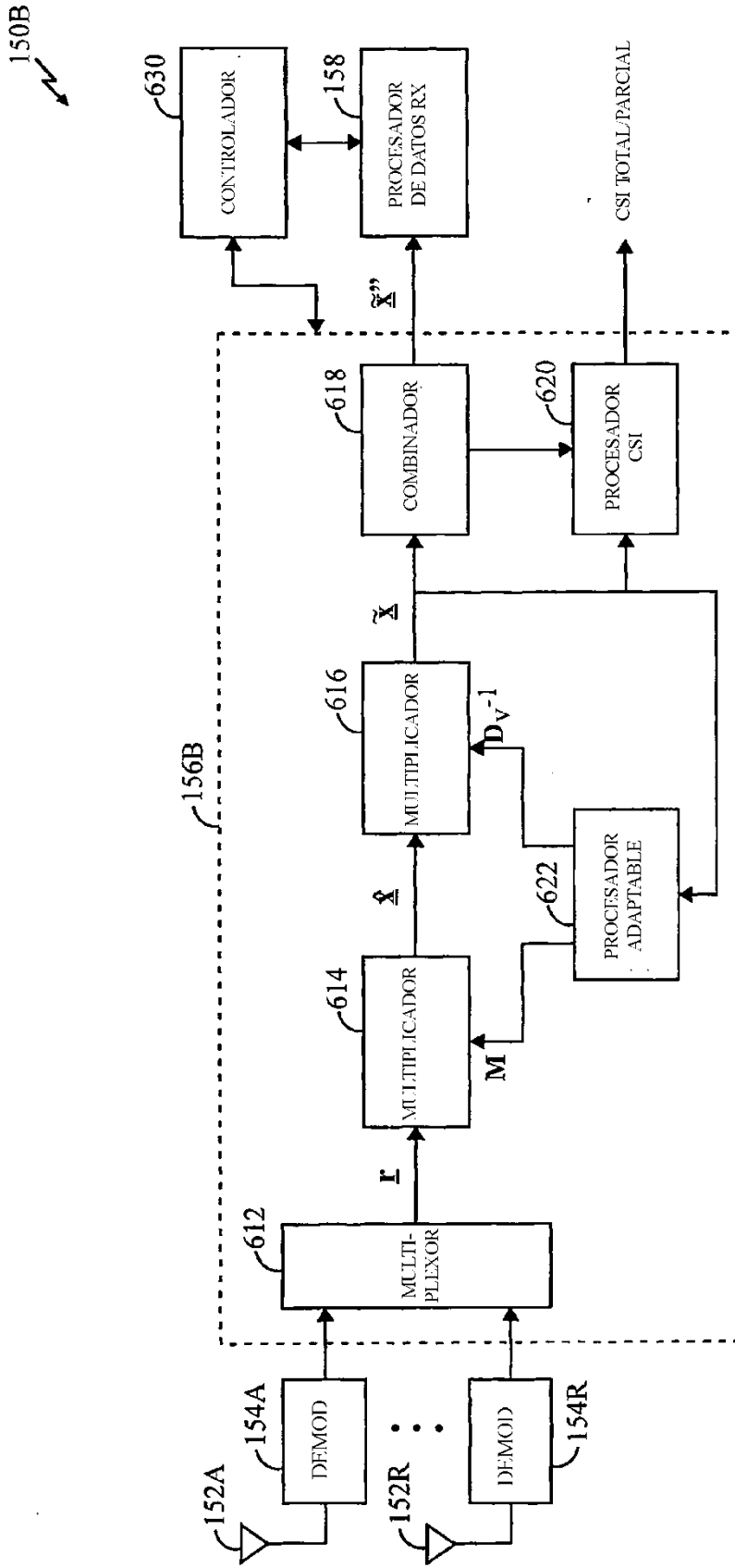


FIG. 6

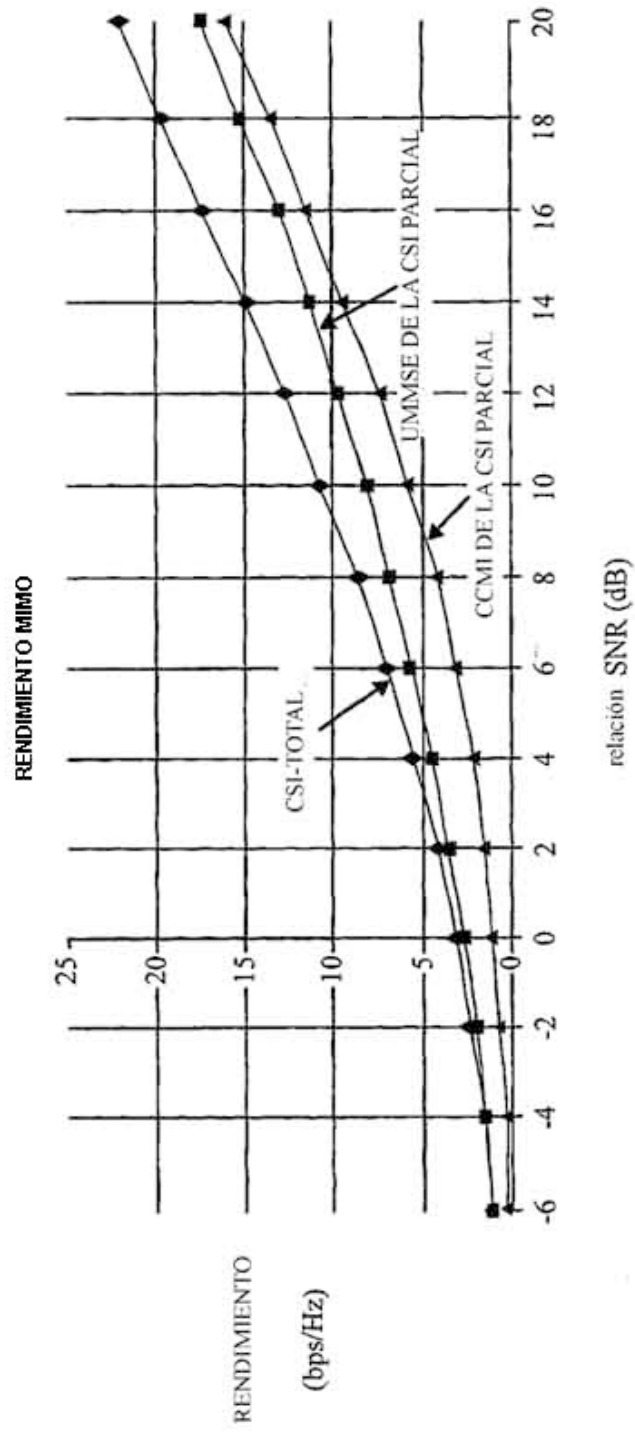


FIG. 7A

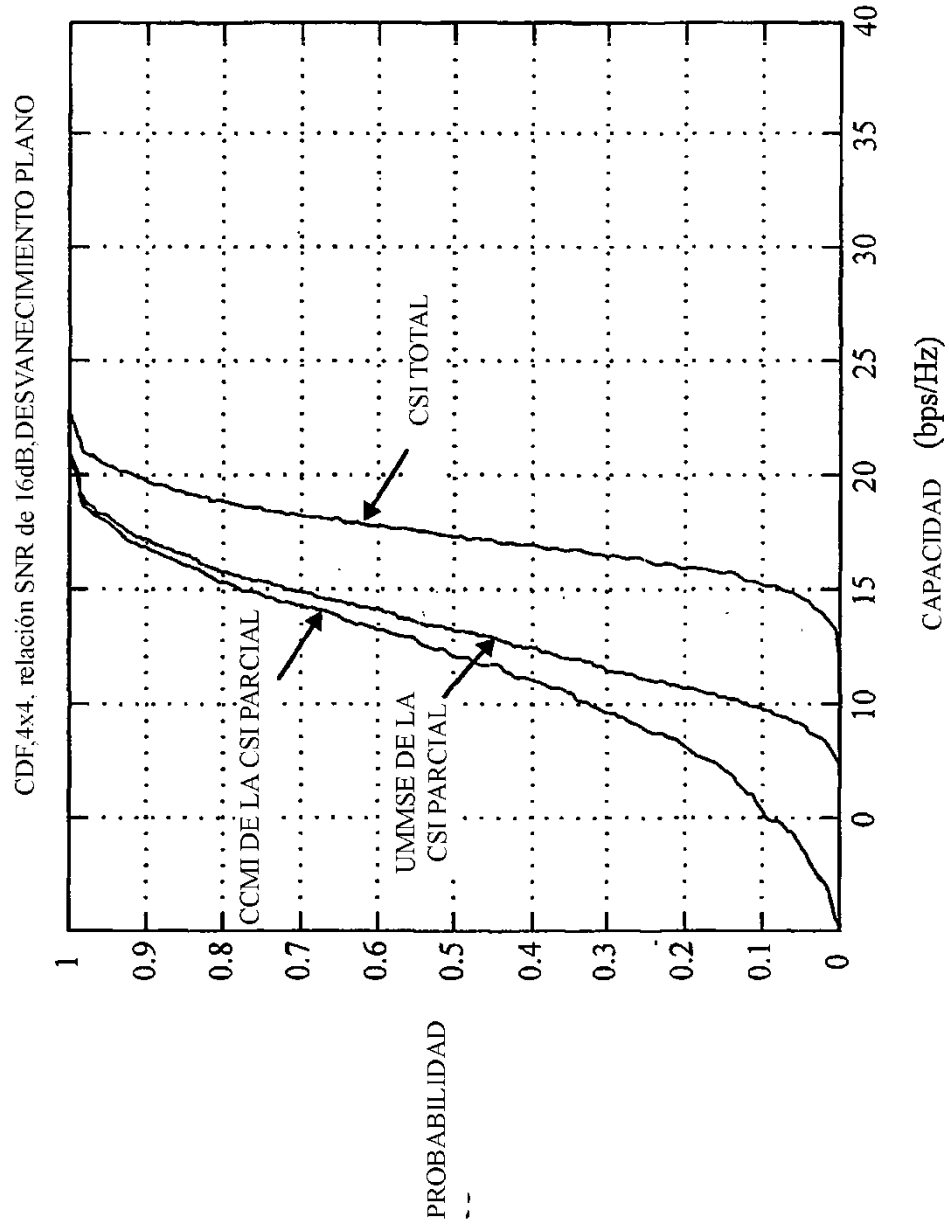


FIG. 7B