

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 393 330**

51 Int. Cl.:
H04B 7/08 (2006.01)
H04B 7/06 (2006.01)
H04L 1/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **02736690 .5**
96 Fecha de presentación: **07.05.2002**
97 Número de publicación de la solicitud: **1386424**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **04.02.2004**

54 Título: **Procedimiento y aparato para procesar datos en un sistema de comunicación de múltiple entrada múltiple salida (MIMO) utilizando la información de estado de canal**

30 Prioridad:
11.05.2001 US 854235

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
20.12.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
20.12.2012

73 Titular/es:
QUALCOMM INCORPORATED (100.0%)
5775 MOREHOUSE DRIVE
SAN DIEGO, CA 92121-1714, US

72 Inventor/es:
WALTON, JAY, R.;
WALLACE, MARK;
KETCHUM, JOHN, W. y
HOWARD, STEVEN, J.

74 Agente/Representante:
CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 393 330 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 procesar datos en un sistema de comunicación de múltiple entrada múltiple salida (MIMO) utilizando la información de estado de canal.

Antecedentes

5 **Campo**

La presente invención se refiere en general a la comunicación de datos, y más específicamente a un novedoso y mejorado procedimiento y aparato para procesar datos en un sistema de comunicación de múltiple entrada múltiple salida (MIMO) utilizando la información de estado de canal para proporcionar un rendimiento del sistema mejorado.

Antecedentes

10 Los sistemas de comunicación inalámbrica están desplegados ampliamente para proporcionar diversos tipos de comunicación, tales como voz, datos, etc. Estos sistemas pueden basarse en el acceso múltiple por división de código (CDMA), el acceso múltiple por división de tiempo (TDMA), la multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), o algunas otras técnicas de multiplexación. 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 difusión, un sistema de distribución multicanal multipunto (MMDS), y otros), una señal modulada de RF a partir de una unidad de transmisor puede llegar a una unidad de receptor a través de un número de rutas de transmisión. Las características de las rutas de transmisión varían normalmente en el tiempo debido a un número de factores tales como el desvanecimiento y la multiruta.

20 Para proporcionar diversidad contra los efectos perjudiciales de la ruta y mejorar el rendimiento, pueden usarse múltiples antenas de transmisión y recepción para la transmisión de datos. Si las rutas de transmisión entre las antenas de transmisión y recepción son linealmente independientes (es decir, una transmisión en una ruta no se forma como una combinación lineal de las transmisiones en otras rutas), lo cual es, en general, cierto al menos en cierta medida, entonces la probabilidad de recibir correctamente una transmisión de datos aumenta a medida que aumenta el número de antenas. En general, la diversidad aumenta y el rendimiento mejora a medida que el número de antenas de transmisión y recepción aumenta.

25 Un sistema de comunicación de múltiple entrada múltiple salida (MIMO) emplea antenas de transmisión (N_T) múltiples y antenas de recepción (N_R) múltiples para la transmisión de datos. Un canal MIMO formado por las antenas N_T de transmisión y N_R de recepción puede componerse 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 y se corresponde a una dimensión. El sistema MIMO puede proporcionar un rendimiento mejorado (por ejemplo, capacidad de transmisión aumentada) si se usan las dimensionalidades adicionales creadas por las antenas de transmisión y recepción múltiple.

30 Se describe tal sistema de comunicación en la publicación de patente internacional N° WO 98/09381. El sistema se comunica entre una estación base y una unidad de abonado usando un canal espacial que tiene una matriz H que acopla una serie adaptable de elementos de antena M_t a la estación base con una serie adaptable de elementos de antena M_r a la unidad de suscriptor. El procedimiento determina, a partir de la matriz de canal, un número de subcanales espaciales temporales independientes y codifica una pluralidad de señales de información en una secuencia de vectores de señal de transmisión. La secuencia de vectores de señal de transmisión se transmite desde la serie de la estación base, y una secuencia de vectores de señal recibidos se recibe en la serie del abonado y se descodifica para producir las señales de información originales.

35 Se describe otro sistema en la solicitud de patente europea N° EP 0 951 091. Este sistema describe una ráfaga de vectores de señal formada a partir de símbolos de datos diferentes y, a continuación, transmitida por el transmisor a través de una serie de antenas multielemento. Los símbolos de vector transmitidos se reciben como vectores de señal por una pluralidad de antenas diferentes asociadas con un receptor inalámbrico. Los componentes de símbolo del símbolo de vector transmitido tienen un orden y el receptor determina el mejor reordenamiento de estos componentes del transmisor y, a continuación, procesa el vector recibido para determinar los componentes de símbolo transmitidos reordenados. Este proceso comienza con el nivel más bajo de los componentes reordenados, y para cada uno de tales niveles cancela las contribuciones de interferencia de niveles inferiores y superiores si las hay.

40 Por tanto, hay una necesidad en la técnica de técnicas para procesar una transmisión tanto en las unidades de transmisor como en las de receptor para aprovechar las dimensionalidades adicionales creadas por un sistema MIMO para proporcionar un rendimiento de sistema mejorado.

Sumario

55 Los aspectos de la invención proporcionan técnicas tal como se expone en las reivindicaciones adjuntas para procesar las señales recibidas en una unidad de receptor en un sistema de múltiple entrada múltiple salida (MIMO)

para recuperar los datos transmitidos, y para ajustar el procesamiento de datos en una unidad de transmisor en base a las características estimadas de un canal MIMO usado para la transmisión de datos. En un aspecto, se usa una técnica de procesamiento del receptor de "cancelación sucesiva" (descrita a continuación) para procesar las señales recibidas. En otro aspecto, las características de canal se estiman y notifican de nuevo al sistema transmisor y se usan para ajustar (es decir, adaptar) el procesamiento (por ejemplo, codificación, modulación, etc.) de los datos antes de la transmisión. Usando una combinación de la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva y una técnica de procesamiento del transmisor adaptable, puede conseguirse un alto rendimiento del sistema MIMO.

Una realización específica de la invención proporciona un procedimiento para enviar datos desde una unidad de transmisor a una unidad de receptor en un sistema de comunicación MIMO. De acuerdo con el procedimiento, en la unidad de receptor, se reciben inicialmente un número de señales a través de un número de antenas de recepción, comprendiendo cada señal recibida una combinación de una o más señales transmitidas desde la unidad de transmisor. Las señales recibidas se procesan de acuerdo con una técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva para proporcionar un número de flujos de datos descodificados, que son estimaciones de los flujos de datos transmitidos desde la unidad de transmisor. La información de estado de canal (CSI) indicativa de las características de un canal MIMO usado para transmitir flujos de datos también se determinan y transmiten de nuevo a la unidad de transmisor. En la unidad de transmisor, cada flujo de datos se procesa de forma adaptable antes de la transmisión a lo largo del canal MIMO de acuerdo con la CSI recibida.

El esquema de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva normalmente realiza un número de iteraciones para proporcionar los flujos de datos descodificados, una iteración para cada flujo de datos descodificado. Para cada iteración, se procesan un número de señales de entrada de la iteración de acuerdo con un esquema de procesamiento lineal o no lineal específico para proporcionar uno o más flujos de símbolo. A continuación, uno de los flujos de símbolo se selecciona y procesa para proporcionar un flujo de datos descodificado. También, un número de señales modificadas se derivan en base a las señales de entrada, con las señales modificadas que tienen componentes debidos al flujo de datos descodificado aproximadamente eliminado (es decir, cancelado). Las señales de entrada para una primera iteración son las señales recibidas y las señales de entrada para cada iteración posterior son las señales modificadas de una iteración anterior.

Pueden usarse diversos esquemas de procesamiento lineal y no lineal para procesar las señales de entrada. Para un canal no dispersivo (es decir, con desvanecimiento plano), puede usarse una técnica (CCMI) de inversión de matriz de correlación de canal, una técnica (MMSE) de error cuadrático medio mínimo o algunas otras técnicas. Y para un canal de tiempo dispersión (es decir, con desvanecimiento selectivo de frecuencia), puede usarse un ecualizador (MMSE-LE) lineal MMSE, un ecualizador (DFE) retroalimentado de decisión, un estimador (MLSE) de máxima verosimilitud de secuencia o algunas otras técnicas.

La CSI disponible puede incluir, por ejemplo, la señal/ruido (SNR) más interferencia de cada canal de transmisión para usarse para la transmisión de datos. En la unidad de transmisor, los datos para cada canal de transmisión pueden codificarse en base a la CSI asociada con ese canal, y además los datos codificados para cada canal de transmisión pueden modularse de acuerdo con un esquema de modulación seleccionado en base a la CSI.

La invención proporciona además procedimientos, sistemas y aparatos que implementan diversos aspectos, realizaciones y características de la invención, como se describe con más detalle a continuación.

Breve descripción de los dibujos

Las características, naturaleza y ventajas de la presente invención se harán más evidentes a partir de la descripción detallada que se establece a continuación cuando se toma junto con los dibujos en que los caracteres de referencia se identifican correspondientemente de principio a fin y en los que:

La figura 1 es un diagrama de un sistema de comunicación de múltiple entrada múltiple salida (MIMO) capaz de implementar diversos aspectos y realizaciones de la invención;

La figura 2 es un diagrama de bloques de una realización de un sistema transmisor MIMO capaz de procesar datos para la transmisión en base a la CSI disponible;

La figura 3 es un diagrama de bloques de una realización de un sistema transmisor MIMO que utiliza modulación por división de frecuencia ortogonal (OFDM);

La figura 4 es un diagrama de flujo que ilustra una técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva para procesar N_R señales recibidas para recuperar las N_T señales transmitidas;

La figura 5 es un diagrama de bloques de un sistema receptor capaz de implementar diversos aspectos y realizaciones de la invención;

Las figuras 6A, 6B, y 6C son diagramas de bloques de tres procesadores de MIMO/datos de canal, que son capaces de implementar una técnica CCMI, una técnica MMSE y una técnica DFE, respectivamente;

La figura 7 es un diagrama de bloques de una realización de un procesador de datos de recepción (RX);

La figura 8 es un diagrama de bloques de un cancelador de interferencia; y

Las figuras 9A, 9B, y 9C son representaciones gráficas que ilustran el rendimiento para diversos esquemas de procesamiento del receptor y del transmisor.

5 **Descripción detallada**

La figura 1 es un diagrama de un sistema 100 de comunicación de múltiple entrada múltiple salida (MIMO) capaz de implementar diversos 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 antena, frecuencia y diversidad temporal (descrita a continuación) para aumentar la eficacia espectral, mejorar el rendimiento y aumentar la flexibilidad. En un aspecto, el sistema 150 puede funcionar para determinar las características de un canal MIMO y para notificar información de estado de canal (CSI) indicativa de las características de canal que se han determinado de nuevo de esta manera para el sistema 110, y el sistema 110 puede funcionar para ajustar el procesamiento (por ejemplo, codificación y modulación) de los datos antes de la transmisión en base a la información CSI disponible. En otro aspecto, el sistema 150 puede funcionar para procesar la transmisión de datos desde el sistema 110 de una manera que proporcione un alto rendimiento, como se describe con más detalle a continuación.

En el sistema 110, una fuente 112 de datos proporciona los datos (es decir, bits de información) a un procesador 114 de datos de transmisión (TX), que codifica los datos de acuerdo con un esquema de codificación específico, entrelaza (es decir, reordena) los datos codificados en base a un esquema de entrelazado específico y asigna los bits entrelazados a símbolos de modulación para uno o más canales de transmisión usados para transmitir los datos. La codificación aumenta la fiabilidad de la transmisión de datos. El entrelazado proporciona diversidad temporal para los bits codificados, permite que los datos se transmitan en base a un promedio de la relación señal/ruido (SNR) más interferencia para los canales de transmisión usados para la transmisión de datos, combate el desvanecimiento y elimina además la correlación entre los bits codificados usados para formar cada símbolo de modulación. El entrelazado puede proporcionar además diversidad de frecuencia si los bits codificados se transmiten a lo largo de múltiples subcanales de frecuencia. En un aspecto, la codificación, el entrelazado y la asignación de símbolos (o una combinación de los mismos) se realizan en base a la CSI disponible del sistema 110, como se indica en la figura 1.

La codificación, el entrelazado y la asignación de símbolos en el sistema 110 transmisor pueden realizarse en base a numerosos esquemas. Un esquema específico se describe en la solicitud de patente de Estados Unidos número de serie 09/776.075, titulada "CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM" presentada el 1 de febrero de 2001, cedida al cesionario de la presente solicitud. Otro esquema se describe con más detalle a continuación.

El sistema 100 MIMO emplea múltiples antenas tanto en los extremos de transmisión como en los de recepción del enlace de comunicación. Estas antenas de transmisión y recepción pueden usarse para proporcionar diversas formas de diversidad espacial (es decir, diversidad de antena), incluyendo la diversidad de transmisión y diversidad de recepción. La diversidad espacial se caracteriza por el uso de múltiples antenas de transmisión y una o más antenas de recepción. La diversidad de transmisión se caracteriza por la transmisión de datos a lo largo de múltiples antenas de transmisión. Normalmente, el procesamiento adicional se realiza a lo largo de los datos transmitidos desde las antenas de transmisión para conseguir la diversidad deseada. Por ejemplo, los datos transmitidos desde diferentes antenas de transmisión pueden retrasarse o reordenarse en el tiempo, codificarse y entrelazarse a través de las antenas de transmisión disponibles, etc. La diversidad de recepción se caracteriza por la recepción de las señales transmitidas en múltiples antenas de recepción y la diversidad se consigue simplemente recibiendo las señales a través de rutas de señal diferentes.

El sistema 100 puede funcionar en un número de diferentes modos de comunicación, con cada uno de los modos de comunicación empleando una antena, frecuencia o diversidad temporal, o una combinación de las mismas. Los modos de comunicación pueden incluir, por ejemplo, un modo de comunicación de "diversidad" y un modo de comunicación "MIMO". El modo de comunicación de diversidad emplea la diversidad para mejorar la fiabilidad del enlace de comunicación. En una aplicación común del modo de comunicación de diversidad, que también se conoce como un modo de comunicación de diversidad "puro", los datos se transmiten desde todas las antenas de transmisión disponibles a un sistema receptor destinatario. El modo de comunicación de diversidad puro puede usarse en los casos en que los requerimientos de tasa de datos son bajos o cuando la SNR es baja, o cuando ambas son verdaderas. El modo de comunicación MIMO emplea la diversidad de antena en ambos extremos del enlace de comunicación (es decir, múltiples antenas de transmisión y múltiples antenas de recepción) y se usa, en general, para mejorar tanto la fiabilidad como para aumentar la capacidad del enlace de comunicación. El modo de comunicación MIMO puede emplear además la frecuencia y/o la diversidad temporal en combinación con la diversidad de antena.

El sistema 100 puede utilizar la modulación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), que efectivamente divide la banda de frecuencia de funcionamiento en un número (N_L) de subcanales de frecuencia (es decir, contenedores de

frecuencia). En cada franja de tiempo (es decir, un intervalo de tiempo específico que puede ser dependiente del ancho de banda del subcanal de frecuencia), un símbolo de modulación puede transmitirse en cada uno de los N_L subcanales de frecuencia.

5 El sistema 100 puede funcionar para transmitir datos a través de un número 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 OFDM, hay solo, normalmente, un subcanal de frecuencia y cada subcanal espacial puede denominarse como un "canal de transmisión". Para un sistema MIMO que utiliza OFDM, cada subcanal espacial de cada subcanal de frecuencia puede denominarse como un canal de transmisión.

10 Un sistema MIMO puede proporcionar un rendimiento mejorado si se usan las dimensionalidades adicionales creadas por las múltiples antenas de transmisión y recepción. Aunque esto no requiere necesariamente el conocimiento de la CSI en el transmisor, el aumento de la eficiencia y el rendimiento del sistema son posibles cuando el transmisor está equipado con CSI, que es descriptivo de las características de transmisión desde las antenas de transmisión a las antenas de recepción. El tratamiento de los datos en el transmisor antes de la
15 transmisión depende si está o no disponible la CSI.

La CSI disponible puede comprender, por ejemplo, la relación señal/ruido (SNR) más interferencia de cada canal de transmisión (es decir, la SNR para cada subcanal espacial para un sistema MIMO sin OFDM, o la SNR para cada subcanal espacial de cada subcanal de frecuencia para un sistema MIMO con OFDM). En este caso, los datos pueden procesarse de forma adaptable en el transmisor (por ejemplo, mediante la selección del esquema de
20 codificación y modulación apropiado) para cada canal de transmisión en base a la SNR del canal.

Para un sistema MIMO que no emplea OFDM, el procesador 120 MIMO de TX recibe y desmultiplexa los símbolos de modulación del procesador 114 de datos de TX y proporciona un flujo de símbolos de modulación para cada antena de transmisión, un símbolo de modulación por franja de tiempo. Y para un sistema MIMO que emplea OFDM,
25 el procesador 120 MIMO de TX proporciona un flujo de vectores de símbolo de modulación para cada antena de transmisión, incluyendo con cada vector N_L símbolos de modulación para los N_L subcanales de frecuencia para una franja de tiempo dada. Cada flujo de símbolos de modulación o vectores de símbolo de modulación se recibe y modula mediante un modulador (MOD) 122 respectivo, y se transmite a través de una antena 124 asociada.

En el sistema 150 receptor, un número de antenas 152 de recepción reciben las señales transmitidas y proporcionan las señales recibidas a los demoduladores (DEMOD) 154 respectivos. Cada demodulador 154 realiza el proceso
30 complementario al realizado en el modulador 122. Los símbolos de modulación de todos los demoduladores 154 se proporcionan a un procesador 156 de datos/MIMO de recepción (RX) y se procesan para recuperar los flujos de datos transmitidos. El procesador 156 de datos/MIMO de recepción RX realiza el procesamiento complementario al realizado por el procesador 114 de datos de TX y el procesador 120 MIMO de TX y proporciona los datos descodificados a un disipador 160 de datos. El procesamiento mediante el sistema 150 receptor se describe en
35 mayor detalle más adelante.

Los subcanales espaciales de un sistema MIMO (o más en general, los canales de transmisión en un sistema MIMO con o sin OFDM) normalmente, experimentan diferentes condiciones de enlace (por ejemplo, diferentes efectos de
40 desvanecimiento y multitrayectoria) y pueden conseguir diferentes SNR. Por consiguiente, la capacidad de los canales de transmisión puede ser diferente de canal a canal. Esta capacidad puede cuantificarse mediante la tasa de bits de información (es decir, el número de bits de información por símbolo de modulación) que pueden transmitirse en cada canal de transmisión para un nivel específico de rendimiento (por ejemplo, un error de bit específico (BER) o la tasa de error de paquete (PER)). Además, las condiciones de enlace varían normalmente con el tiempo. Como resultado, las tasas de bits de información soportadas por los canales de transmisión también varían con el tiempo. Para
45 utilizar más completamente la capacidad de los canales de transmisión, el CSI descriptivo de las condiciones del enlace puede determinarse (normalmente en la unidad de receptor) y proporcionarse a la unidad de transmisor de modo que el procesamiento puede ajustarse (o adaptarse) en consecuencia. La CSI puede comprender cualquier tipo de información que sea indicativa de las características del enlace de comunicación y puede notificarse a través de diversos mecanismos, como se describe con más detalle a continuación. Por simplicidad, se describen a continuación diversos aspectos y realizaciones de la invención en los que la CSI comprende a la SNR. Se describen
50 a continuación las técnicas para determinar y utilizar la CSI para proporcionar un rendimiento mejorado del sistema.

Sistema transmisor MIMO con procesamiento CSI

La figura 2 es un diagrama de bloques de una realización de un sistema 110a de transmisor MIMO, que no utiliza OFDM pero es capaz de ajustar su procesamiento en base a la CSI disponible para el sistema transmisor (por ejemplo, como se notifica por el sistema 150 de receptor de CSI). El sistema 110a de transmisor es una realización
55 de la parte del transmisor del sistema 110 en la figura 1. El sistema 110a incluye (1) un procesador 114a de datos de TX que recibe y procesa bits de información para proporcionar los símbolos de modulación y (2) un procesador 120a MIMO de TX que desmultiplexa los símbolos de modulación para las N_T antenas de transmisión.

5 En la realización específica mostrada en la figura 2, el procesador 114a de datos de TX incluye un demultiplexor 208 acoplado a un número de procesadores 210 de datos de canal, un procesador por cada uno de los N_c canales de transmisión. El demultiplexor 208 recibe y demultiplexa los bits de información agregados en un número de (hasta N_c) flujos de datos, un flujo de datos por cada uno de los canales de transmisión que se usan para la transmisión de datos. Cada flujo de datos se proporciona para un canal de datos respectivo del procesador 210.

10 En la realización mostrada en la figura 2, cada procesador 210 de datos de canal incluye un codificador 212, un canal 214 entrelazador, y un elemento 216 de asignación de símbolo. El codificador 212 recibe y codifica los bits de información en el flujo de datos recibido de acuerdo con un esquema de codificación específico para proporcionar bits codificados. El canal 214 entrelazador entrelaza los bits codificados en base a un esquema de entrelazado específico para proporcionar la diversidad. Y el elemento 216 de asignación de símbolo asigna los bits entrelazados a símbolos de modulación para el canal de transmisión usado para transmitir el flujo de datos.

15 Los datos piloto (por ejemplo, datos de un patrón conocido) también pueden codificarse y multiplexarse con los bits de información procesados. Los datos piloto procesados pueden transmitirse (por ejemplo, en una forma multiplexada por división de tiempo (TDM)) en todos o en un subconjunto de los canales de transmisión usados para transmitir los bits de información. Los datos piloto pueden usarse en el receptor para realizar la estimación de canal, tal como se describe a continuación.

20 Como se muestra en la figura 2, la codificación de los datos, el entrelazado, y la modulación (o una combinación de los mismos) puede ajustarse en base a la información de la CSI disponible (por ejemplo, como se notificó mediante el sistema 150 receptor). En un esquema de codificación y modulación, la codificación adaptable se logra mediante el uso de un código base fijo (por ejemplo, un código turbo de tasa 1/3) y el ajuste de la eliminación selectiva para conseguir la tasa de código deseada, como del soporte de la SNR del canal de transmisión usado para transmitir los datos. Para este esquema, la eliminación selectiva puede realizarse después del entrelazado de los canales. En otro esquema de codificación y modulación, pueden usarse diferentes esquemas de codificación en base a la CSI notificada. Por ejemplo, cada uno de los flujos de datos puede codificarse con un código independiente. Con este esquema, puede usarse un esquema de procesamiento del receptor de "cancelación sucesiva" para detectar y descodificar los flujos de datos para obtener una estimación más fiable de los flujos de datos transmitidos, tal como se describe con más detalle a continuación.

30 El elemento 216 de asignación de símbolo puede diseñarse para agrupar conjuntos de bits entrelazados para formar símbolos no binarios, y para asignar cada símbolo no binario en un punto en una constelación de señal correspondiente a un esquema de modulación específico (Por ejemplo, QPSK, M-PSK, M-QAM, o algún otro esquema) seleccionado para el canal de transmisión. Cada punto de la señal asignada corresponde a un símbolo de modulación.

35 El número de bits de información que puede transmitirse por cada símbolo de modulación para un nivel específico de rendimiento (por ejemplo, PER uno por ciento) es dependiente de la SNR del canal de transmisión. Por lo tanto, el esquema de codificación y modulación para cada canal de transmisión puede seleccionarse en base a la CSI disponible. El canal de entrelazado puede ajustarse también en base a la CSI disponible.

40 La tabla 1 enumera diversas combinaciones de tasas de codificación y esquemas de modulación que pueden usarse para un número de intervalos de SNR. La tasa de bits soportada para cada canal de transmisión puede conseguirse usando una cualquiera de un número de combinaciones posibles de tasas de codificación y esquemas de modulación. Por ejemplo, un bit de información por símbolo de modulación puede conseguirse usando (1) una tasa de codificación de 1/2 y una modulación de QPSK, (2) una tasa de codificación de 1/3 y una modulación de 8-PSK, (3) una tasa de codificación de 1/4 y 16-QAM, o alguna otra combinación de tasa de esquema de codificación y modulación. En la tabla 1, QPSK, 16-QAM, y 64-QAM se usan para los intervalos de SNR indicados. Otros esquemas de modulación tales como 8-PSK, 32-QAM, 128-QAM, etc., también pueden usarse y están dentro del ámbito de la invención.

Tabla 1

Intervalo de SNR	# Bits/Símbolos de información	Símbolos de Modulación	# Bits/Símbolos 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 de TX se proporcionan a un procesador 120a MIMO de TX, que es una realización del procesador 120 MIMO de TX en la figura 1. En el procesador 120a MIMO de TX, un demultiplexor 222 recibe (hasta) N_C flujos de símbolo de modulación de los N_C procesadores 210 de datos de canal y desmultiplexa los símbolos de modulación recibidos en un número de (N_T) flujos de símbolo de modulación, un flujo para cada antena usada para transmitir los símbolos de modulación. Cada flujo de símbolo de modulación se proporciona para un modulador 122 respectivo. Cada modulador 122 convierte los símbolos de modulación en una señal analógica, y además amplifica, filtra, modula la cuadratura, y hasta convierte la señal para generar una señal modulada adecuada para la transmisión a lo largo del enlace inalámbrico.

Sistema de transmisión MIMO con OFDM

La figura 3 es un diagrama de bloques de una realización de un sistema 110c de transmisor MIMO, que utiliza OFDM y es capaz de ajustar su procesamiento en base a la CSI disponible. En un procesador 114 de datos de TX, los bits de información para transmitirse se desmultiplexan en un número de (hasta N_L) flujos de datos de subcanal de frecuencia, un flujo de cada uno de los subcanales de frecuencia para usarse para la transmisión de datos. Cada flujo de datos de subcanal de frecuencia se proporciona a un procesador 310 de datos de subcanal de frecuencia respectivo.

Cada procesador 310 de datos procesa los datos para un subcanal de frecuencia respectivo del sistema OFDM. Cada procesador 310 de datos puede implementarse similar al procesador 114a de datos de TX mostrado en la figura 2. Para este diseño, el procesador 310 de datos incluye un demultiplexor que desmultiplexa el flujo de datos de subcanal de frecuencia en un número de subflujos de datos, un subflujo para cada subcanal espacial usado por el subcanal de frecuencia. A continuación, cada subflujo de datos se codifica, entrelaza y asigna al símbolo mediante un procesador de canal de datos respectivo para generar los símbolos de modulación para ese canal de transmisión específico (es decir, ese subcanal espacial de ese subcanal de frecuencia). La codificación y demodulación para cada canal de transmisión puede ajustarse en base a la CSI disponible (por ejemplo, notificado por el sistema receptor). Cada subcanal de frecuencia del procesador 310 de datos proporciona (hasta) N_C flujos de símbolo de modulación para (hasta) N_C subcanales espaciales.

Para un sistema MIMO que utiliza OFDM, los símbolos de modulación pueden transmitirse en subcanales de frecuencias múltiples y desde múltiples antenas de transmisión. Dentro de un procesador 120c MIMO, los N_C flujos de símbolo de modulación de cada procesador 310 de datos se proporcionan a un procesador 322 MIMO de canal respectivo, que procesa los símbolos de modulación recibidos en base a la CSI disponible.

Cada procesador 322 MIMO de canal desmultiplexa los N_C símbolos de modulación para cada franja de tiempo en N_T símbolos de modulación para las N_T antenas de transmisión. Cada combinador 324 recibe los símbolos de modulación para los hasta N_L subcanales de frecuencia, combina los símbolos para cada franja de tiempo en un vector V de símbolo de modulación, y proporciona el vector de símbolo de modulación para la siguiente etapa de procesamiento (es decir, un modulador 122 respectivo).

Por lo tanto, el procesador 120c MIMO recibe y procesa los símbolos de modulación para proporcionar N_T vectores de símbolo de modulación, V_1 a V_{N_O} , un vector de símbolo de modulación para cada antena de transmisión. Cada vector V de símbolo de modulación cubre una única franja de tiempo, y cada elemento del vector V de símbolo de modulación se asocia con un subcanal de frecuencia específico que tiene una única subportadora en la que se transmite el símbolo de modulación.

La figura 3 también muestra una realización del modulador 122 para OFDM. Los vectores de símbolo de modulación V_1 a V_{N_O} del 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 rápida de Fourier inversa (IFFT), un generador 322 de prefijo cíclico y un convertidor 324 ascendente.

La IFFT 320 convierte cada vector de símbolo de modulación recibido en su representación de dominio tiempo (que se denomina como un símbolo OFDM) usando la IFFT. La IFFT 320 puede diseñarse para realizar la IFFT en cualquier número de subcanales de frecuencia (por ejemplo, 8, 16, 32, etc.). En una realización, para cada vector de símbolo de modulación convertido en un símbolo OFDM, el generador 322 de prefijo cíclico repite una parte de la representación de dominio 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 presencia de la dispersión del retardo multirruta, mejorando de este modo el rendimiento contra el efecto perjudicial de la multirruta. La implementación de la IFFT 320 y del generador 322 de prefijo cíclico se conoce en la técnica y se describe en detalle en el presente documento.

Las representaciones de dominio tiempo de cada generador 322 de prefijo cíclico (es decir, los símbolos de transmisión para cada antena) se procesan a continuación (por ejemplo, convertida en una señal analógica, modulada, amplificada y filtrada) por el convertidor 324 ascendente para generar la señal modulada, que a continuación se transmite 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 ", de John Bingham AC, IEEE Communications Magazine, de mayo

de 1990.

Las figuras 2 y 3 muestran dos diseños de un transmisor MIMO capaz de implementar diversos aspectos de la invención. Otros diseños de transmisor también pueden implementarse y están dentro del ámbito de la invención. Algunos de estos diseños de transmisores se describen en mayor detalle en la solicitud de patente de Estados Unidos número de serie 09/532.492, titulada " HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION ", presentada el 22 de marzo del 2000, en la mencionada solicitud de patente de Estados Unidos número de serie 09/776.075, y en la solicitud de patente de Estados Unidos número de serie 09/826.481 " METHOD AND APPARATUS FOR, UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM ", presentada el 23 de marzo del 2001, todas cedidas al cesionario de la presente solicitud de patente. Estas solicitudes de patentes describen el procesamiento MIMO y el procesamiento de CSI en más detalle.

En general, el sistema 110 transmisor codifica y modula los datos para cada canal de transmisión en base a la información descriptiva de la capacidad de transmisión de ese canal. Esta información está normalmente en la forma de CSI. La CSI para los canales de transmisión usados para la transmisión de datos se determina, normalmente, en el sistema receptor y se notifica de nuevo al sistema transmisor, que a continuación usa la información para ajustar la codificación y la modulación en consecuencia. Las técnicas descritas en el presente documento se aplican a múltiples canales de transmisión paralelos soportados por MIMO, OFDM o cualquier otro esquema de comunicación (por ejemplo, un esquema CDMA) capaz de soportar múltiples canales de transmisión paralelos.

Sistema Receptor MIMO

Aspectos de la invención proporcionan técnicas para (1) procesar las señales recibidas en un sistema receptor, en un sistema MIMO en base a un esquema de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva para recuperar los datos transmitidos, y (2) ajustar el procesamiento de datos en un sistema transmisor en base a las características estimadas del canal MIMO. En un aspecto, la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva (descrita a continuación) se usa para procesar las señales recibidas. En otro aspecto, las características de canal se estiman en el sistema receptor y se notifican de nuevo al sistema transmisor, que usa la información para ajustar (es decir, adaptar) el procesamiento de datos (por ejemplo, codificación, modulación, etc.). Usando una combinación de la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva y la técnica de procesamiento del transmisor adaptable, puede conseguirse un alto rendimiento para el sistema MIMO.

La figura 4 es un diagrama de flujo que ilustra la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva para procesar N_R señales recibidas para recuperar las N_T señales transmitidas. Por simplicidad, la siguiente descripción de la figura 4 asume que (1) el número de canales de transmisión (es decir, los subcanales espaciales de un sistema MIMO que no utiliza OFDM) es igual al número de antenas de transmisión (es decir, $N_C = N_T$) y (2) un flujo de datos independiente se transmite desde cada antena de transmisión.

Inicialmente, el sistema receptor realiza el procesamiento de espacio lineal y/o no lineal en las N_R señales recibidas para intentar separar las múltiples señales de transmisión incluidas en las señales recibidas, en el paso 412. El procesamiento espacial lineal puede realizarse en las señales recibidas si el canal MIMO es "no dispersivo" (es decir, la frecuencia no selectiva o el desvanecimiento plano). También puede ser necesario o deseable realizar un procesamiento temporal lineal o no lineal adicional (es decir, la ecualización) en las señales recibidas si el canal MIMO es "tiempo dispersivo" (es decir, el desvanecimiento selectivo de frecuencia). El procesamiento espacial puede basarse en una técnica (CCMI) de inversión de matriz de correlación de canal, una técnica (MMSE) de mínimo error cuadrático medio, o alguna otra técnica. El procesamiento espacio tiempo puede basarse en un ecualizador (MMSE-LE) lineal MMSE, un ecualizador (DFE) retroalimentado de decisión, un estimador (MLSE) de máxima verosimilitud de secuencia, o alguna otra técnica. Algunas de estas técnicas de procesamiento espacial y de espacio tiempo se describen en más detalle a continuación. La cantidad de separación de la señal alcanzable es dependiente de la cantidad de correlación entre las señales transmitidas y puede obtenerse una mayor separación de la señal si las señales transmitidas están menos correlacionadas.

El paso inicial de procesamiento espacial o espacio tiempo ofrece N_T señales "post-procesadas" que son estimaciones de las N_T señales de transmisión. Las SNR para las N_T señales post-procesadas se determinan a continuación, en el paso 414. La SNR puede estimarse como se describe con más detalle a continuación. En una realización, las SNR están clasificadas en orden de la más alta a la más baja SNR, y la señal post-procesada que tiene la más alta SNR se selecciona y procesa más adelante (es decir, "se detecta") para obtener un flujo de datos descodificado, en el paso 416. La detección, normalmente, incluye el desentrelazar, demodular y descodificar la señal post-procesada seleccionada. El flujo de datos descodificado es una estimación del flujo de datos transmitido en la señal transmitida recuperándose en esta iteración. La señal pos-procesada específica a detectarse puede seleccionarse también en base a algún otro esquema (por ejemplo, la señal específica puede identificarse en concreto mediante el sistema transmisor).

En el paso 418, se hace una determinación, si se han recuperado o no todas las señales transmitidas. Si se han recuperado todas las señales transmitidas, entonces el procesamiento del receptor finaliza. De lo contrario, la interferencia debida al flujo de datos descodificado se elimina de las señales recibidas para generar señales

"modificadas" para la siguiente iteración para recuperar la siguiente señal transmitida.

En el paso 420, el flujo de datos descodificado se usa para formar una estimación de la interferencia presentada por la señal transmitida correspondiente al flujo de datos descodificado en cada una de las señales recibidas. La interferencia puede estimarse mediante la primera recodificación del flujo de datos descodificado, entrelazado de los datos recodificados y la asignación de símbolos de los datos entrelazados (usando la misma codificación, entrelazado y esquemas de modulación usados en el transmisor de este flujo de datos) para obtener un flujo de símbolos "remodulados". El flujo de símbolos remodulados es una estimación del flujo de símbolo de modulación transmitido previamente desde una de las N_T antenas de transmisión y recibido por las N_R antenas de recepción. Por lo tanto, el flujo de símbolo remodulados se convoluciona por cada uno de los N_R elementos en un vector \underline{h}_i de respuesta de canal estimado para derivar las N_R señales de interferencia debidas a la señal de transmisión recuperada. El vector \underline{h}_i es una columna específica de una matriz H ($N_R \times N_T$) de coeficiente de canal, que representa una estimación de la respuesta de canal MIMO para las N_T antenas de transmisión y las N_R antenas de recepción en un tiempo específico y que pueden derivarse en base a las señales piloto transmitidas junto con los datos. Las N_R señales de interferencia se sustraen a continuación de las N_R señales recibidas correspondientes para derivar las N_R señales modificadas, en el paso 422. Estas señales modificadas representan las señales en las antenas de recepción si los componentes debidos al flujo de datos descodificado no se habían transmitido (es decir, suponiendo que la cancelación de interferencia fue realizada efectivamente).

El procesamiento realizado en los pasos 412 a 416 se repite a continuación en las N_R señales modificadas (en lugar de las N_R señales recibidas) para recuperar otra señal transmitida. Por lo tanto, los pasos 412 a 416 se repiten para cada señal transmitida que deba recuperarse, y los pasos 420 y 422 se realizan si hay otra señal transmitida que deba recuperarse.

Por lo tanto la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva realiza un número de iteraciones, una iteración para cada señal transmitida que deba recuperarse. Cada iteración (excepto la última) realiza un procesamiento de dos partes para recuperar una de las señales transmitidas y para generar las señales modificadas para la siguiente iteración. En la primera parte, el procesamiento espacial o procesamiento de espacio tiempo se realiza en las N_R señales recibidas para proporcionar las N_R señales post-procesadas, y una de las señales post-procesadas se detecta para recuperar el flujo de datos correspondiente a esta señal transmitida. En la segunda parte (que no necesita realizarse para la última iteración), la interferencia debida al flujo de datos descodificado se cancela desde las señales recibidas para derivar las señales modificadas que tienen el componente recuperado eliminado.

Inicialmente, las señales de entrada para la primera iteración son las señales recibidas, lo que puede expresarse como:

$$\underline{r}^1 = \underline{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ M \\ \vdots \\ r_{N_R} \end{bmatrix}, \quad \text{EC (1)}$$

en la que \underline{r} es el vector de las N_R señales recibidas y \underline{r}^1 es el vector de las N_R señales de entrada para la primera iteración del esquema de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva. Estas señales de entrada se procesan linealmente o no linealmente para proporcionar las señales post-procesadas, que pueden expresarse como:

$$\underline{x}^1 = \begin{bmatrix} x_1^1 \\ x_2^1 \\ \vdots \\ M \\ \vdots \\ x_{N_T}^1 \end{bmatrix}, \quad \text{Ec (2)}$$

en la que \underline{x}^1 es el vector de las N_T señales post-procesadas de la primera iteración. La SNR de las señales post-procesadas puede estimarse, lo que puede expresarse como:

$$\underline{\gamma}^1 = [\gamma_1^1, \gamma_2^1, \dots, \gamma_{N_T}^1] . \quad \text{Ec (3)}$$

Una de las señales de post-procesadas se selecciona para su procesamiento posterior (por ejemplo, la señal post-procesada con la SNR más alta) para proporcionar un flujo de datos descodificado. Este flujo de datos descodificado se usa a continuación para estimar la interferencia $\hat{\mathbf{i}}^1$ generada por la señal recuperada, lo que puede expresarse como:

$$\hat{\mathbf{i}}^1 = \begin{bmatrix} \hat{i}_1^1 \\ \hat{i}_2^1 \\ \mathbf{M} \\ \hat{i}_{N_R}^1 \end{bmatrix}. \quad \text{Ec (4)}$$

5 La interferencia $\hat{\mathbf{i}}^1$ se resta a continuación del vector \mathbf{r}^1 de señal de entrada para esta iteración para derivar las señales modificadas que comprenden el vector \mathbf{r}^2 de señal de entrada para la siguiente iteración. La cancelación de interferencias puede expresarse como:

$$\mathbf{r}^2 = \mathbf{r}^1 - \hat{\mathbf{i}}^1 = \begin{bmatrix} r_1^1 - \hat{i}_1^1 \\ r_2^1 - \hat{i}_2^1 \\ \mathbf{M} \\ r_{N_R}^1 - \hat{i}_{N_R}^1 \end{bmatrix} \quad \text{Ec (5)}$$

10 El mismo proceso se repite a continuación para la siguiente iteración, con el vector \mathbf{r}^2 que comprende las señales de entrada de esta iteración.

Con el esquema de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva, una señal transmitida se recupera para cada iteración, y la SNR de la i -ésima señal transmitida recuperada en la iteración k -ésima, γ_y^k , puede proporcionarse como la CSI para el canal de transmisión usado para transmitir esta señal recuperada. Como ejemplo, si la primera señal χ_1^1 post-procesada se recupera en la primera iteración, la segunda señal χ_2^2 post-procesada se recupera en la segunda iteración, etc., y la N_T -ésimo señal $\chi_{N_T}^{N_T}$ post-procesada se recupera en la última iteración, entonces, la CSI que puede notificarse para estas señales recuperadas puede expresarse como:

$$\underline{\gamma} = [\gamma_1^1, \gamma_2^2, \dots, \gamma_{N_T}^{N_T}].$$

20 Usando la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva, las N_R señales recibidas originales se procesan por lo tanto, sucesivamente, para recuperar una señal transmitida cada vez. Además, cada señal transmitida recuperada se elimina (es decir, se anula) de las señales recibidas previas al procesamiento para recuperar la siguiente señal transmitida. Si los flujos de datos transmitidos pueden descodificarse sin error (o con un mínimo de errores) y si la estimación de respuesta de canal es razonablemente precisa, entonces, la cancelación de la interferencia debida a las señales transmitidas recuperadas previamente de las señales recibidas es eficaz. La cancelación de interferencia, normalmente, mejora la SNR de cada señal transmitida que deba recuperarse posteriormente. De esta manera, puede conseguirse un mayor rendimiento para todas las señales transmitidas (posiblemente, excepto para la primera señal transmitida que deba recuperarse).

30 La posible mejora en la SNR de las señales transmitidas recuperadas usando la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva puede ilustrarse con un ejemplo. En este ejemplo, un par de antenas con polarización cruzada se emplea tanto en el transmisor como en el receptor, el canal MIMO es la línea de visión, y cuatro flujos de datos independientes se transmiten en las componentes vertical y horizontal del par de antenas de transmisión con polarización cruzada. Por simplicidad, se asume que el aislamiento de polarización cruzada es perfecto de manera que las componentes vertical y horizontal no interfieren la una con la otra en el receptor.

35 El receptor recibe, inicialmente, cuatro señales en las componentes vertical y horizontal del par de antenas de recepción de polarización cruzada y procesa estas cuatro señales recibidas. Las señales recibidas en los elementos verticales de las antenas de polarización cruzada están altamente correlacionadas y de forma similar, las señales recibidas en los elementos horizontales están altamente correlacionadas.

40 Cuando hay una fuerte dependencia lineal entre dos o más pares de antenas de transmisión recepción que componen el canal MIMO, se compromete la capacidad de interferencia nula. En este caso, el procesamiento espacial lineal no tendrá éxito en la separación de los cuatro flujos de datos independientes transmitidos en las

componentes vertical y horizontal del par de antenas con polarización cruzada. Específicamente, el componente vertical en cada antena de transmisión con polarización cruzada interfiere con la componente vertical de la otra antena de transmisión con polarización cruzada y se experimenta una interferencia similar en la componente horizontal. Así, la SNR resultante para cada una de las cuatro señales de transmisión será pobre debido a la interferencia correlacionada de la otra antena con la misma polarización. Como resultado, la capacidad de las señales de transmisión basadas únicamente en el procesamiento espacial lineal se limitará seriamente mediante la señal de interferencia correlacionada.

Cuando se examinan los modos propios de este canal MIMO de ejemplo, puede verse que sólo hay dos modos propios distintos de cero (es decir, las polarizaciones vertical y horizontal). A continuación, un esquema de procesamiento de la "CSI total" transmitiría sólo dos flujos de datos independientes usando estos dos modos propios. La capacidad conseguida en este caso puede expresarse como:

$$\text{Capacidad} = 2 \cdot \log_2(1 + \lambda_i / \sigma^2) ,$$

en la que λ_i / σ^2 es la relación de potencia de señal recibida por la potencia de ruido térmico para el modo propio i -ésimo. Por lo tanto, la capacidad del esquema de procesamiento de la CSI total para este ejemplo de canal MIMO es idéntica a la capacidad de dos canales de ruido blanco aditivo gaussiano en paralelo (AWGN), cada uno de ellos teniendo una SNR dada por λ_i / σ^2 .

Con la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva, el procesamiento espacial lineal realizado en el paso 412 resulta inicialmente en la SNR para cada una de las cuatro señales transmitidas siendo 0 dB o menor (debido al ruido más la interferencia de la otra señal transmitida en la misma polarización). La capacidad total sería pobre si no se realiza el procesamiento del receptor adicional.

Sin embargo, mediante la aplicación sucesiva del procesamiento espacial y la cancelación de interferencia, se puede mejorar la SNR de las señales transmitidas recuperadas posteriormente. Por ejemplo, la primera señal transmitida que deba recuperarse puede ser la polarización vertical desde la primera antena de transmisión con polarización cruzada. Si se supone que la cancelación de interferencia se realiza efectivamente (es decir, errores de decisión nulos o mínimos y estimaciones de canal precisas), entonces esta señal ya no (o mínimamente) interfiere con las otras tres (aún no recuperadas) señales transmitidas. La eliminación de esta interferencia de polarización vertical mejora la SNR en las otras señales transmitidas aún no recuperadas en la polarización vertical. El aislamiento de polarización cruzada se supone que es ideal para este ejemplo simple y las dos señales transmitidas en la polarización horizontal no interfieren con las señales transmitidas en la polarización vertical. Así, con la eficaz cancelación de interferencia, la señal transmitida en la polarización vertical de la segunda antena de transmisión de polarización cruzada puede recuperarse en una SNR que se (teóricamente) limita por la potencia de ruido térmico.

En el ejemplo anterior, la eliminación de la interferencia de la polarización vertical no tiene impacto en la SNR de las dos señales transmitidas en las polarizaciones horizontales. Por lo tanto, el procesamiento espacial sucesivo y la cancelación de interferencia se aplican de forma similar para las dos señales transmitidas en la polarización horizontal. Esto da como resultado que la primera señal recuperada en la polarización horizontal tiene una baja SNR y que la segunda señal recuperada en la polarización horizontal tiene un SNR que se limita también (teóricamente) por el ruido térmico.

Como resultado de realizar el procesamiento espacial sucesivo y la cancelación de interferencia, las dos señales transmitidas con baja SNR contribuyen poco a la capacidad total, pero las dos señales transmitidas con alta SNR contribuyen de manera significativa a la capacidad total.

Canales dispersivos y no dispersivos

Pueden usarse diferentes esquemas de recepción y (posiblemente) de transmisión dependiendo de las características del canal MIMO, que puede caracterizarse como no dispersivo o dispersivo. Un canal MIMO no dispersivo experimenta desvanecimiento plano (es decir, el desvanecimiento no selectivo de frecuencia), que puede ser más probable cuando el ancho de banda del sistema es estrecho. Un canal MIMO dispersivo experimenta el desvanecimiento no selectivo de frecuencia (por ejemplo, diferente cantidad de atenuación a través del ancho de banda del sistema), lo que puede ser más probable cuando el ancho de banda del sistema es amplio y para ciertas condiciones de funcionamiento y entornos. La técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva puede usarse, ventajosamente, tanto para los canales MIMO no dispersivos como para los dispersivos.

Para un canal MIMO no dispersivo, las técnicas de procesamiento espacial lineal tales como CCMI y MMSE pueden usarse para procesar las señales recibidas antes de la demodulación y descodificación. Estas técnicas de procesamiento espacial se pueden emplear en el receptor para anular las señales indeseadas o para maximizar la relación señal-interferencia más ruido recibido de cada una de las señales constituyentes en la presencia de ruido e interferencia de las otras señales. La capacidad para anular efectivamente las señales indeseadas o maximizar las relaciones señal-interferencia más ruido depende de la correlación en la matriz \mathbf{H} de coeficiente de canal que

describe la respuesta de canal entre las antenas de transmisión y recepción. La técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva (por ejemplo, con CCMI o MMSE) puede usarse ventajosamente para el canal MIMO no dispersivo.

5 Para un canal MIMO dispersivo, la dispersión en tiempo en el canal introduce la interferencia intersímbolo (ISI). Para mejorar el rendimiento, un receptor de banda ancha que intenta recuperar un flujo de datos transmitido específico necesitaría mejorar tanto la "diafonía" de otras señales de transmisión como la interferencia intersímbolo de todas las señales transmitidas. La técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva puede extenderse para manejar el canal MIMO dispersivo. Para ocuparse de la interferencia de diafonía y de intersímbolo, el procesamiento espacial en un receptor de banda estrecha (que maneja bien la diafonía pero no se ocupa de manera eficaz de la interferencia intersímbolo) puede remplazarse con el procesamiento espacio tiempo en el receptor de banda ancha. En el receptor de banda ancha, la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva puede emplearse de forma similar como la descrita anteriormente para la figura 4. Sin embargo, el procesamiento espacial realizado en el paso 412 se sustituye por el procesamiento espacio tiempo.

15 En una realización, un ecualizador (MMSE-LE) lineal MMSE puede usarse para el procesamiento espacio tiempo en un receptor de banda ancha. Usando la técnica MMSE-LE, el procesamiento espacio tiempo asume una forma similar como en el procesamiento espacial para el canal de banda estrecha. Sin embargo, cada "derivación de filtro" en el procesador espacial incluye más de una derivación, como se describe con más detalle a continuación. La técnica MMSE-LE es más eficaz para su uso en el procesamiento espacio tiempo cuando las estimaciones de canal (es decir, la matriz \underline{H} de coeficiente de canal) son exactas.

20 En otra realización, un ecualizador de realimentación de decisiones (DFE) puede usarse para el procesamiento espacio tiempo en el receptor de banda ancha. El DFE es un ecualizador no lineal que es eficaz para canales con una distorsión de amplitud grave y usa la decisión de retroalimentación para cancelar la interferencia de símbolos que ya se han detectado. Si el flujo de datos puede codificarse sin errores (o con errores mínimos), entonces la interferencia intersímbolo, generada por los símbolos de modulación correspondientes a los bits de datos descodificados, puede cancelarse efectivamente.

En aún otra realización más, puede usarse un estimador de secuencia de probabilidad máxima (MLSE) para el procesamiento espacio tiempo.

30 Las técnicas DFE y MLSE pueden reducir o posiblemente eliminar la degradación en el rendimiento cuando las estimaciones de canal no son tan precisas. Las técnicas DFE y MLSE se describen en mayor detalle por S.L Ariyavistakul y col. en un documento titulado "Optimum Space-Time Processors with Dispersive Interference: Unified Analysis and Required Filter Span" IEEE Trans. on Communication, volumen 7, número 7, de julio de 1999.

35 El procesamiento del transmisor adaptable en base a la CSI disponible y el procesamiento del receptor de cancelación sucesiva, también pueden emplearse, ventajosamente, para los canales MIMO dispersivos. La SNR para una señal transmitida recuperada desde la salida de cada etapa de procesamiento espacio tiempo puede comprender la CSI para esa señal transmitida. Esta información puede alimentarse de nuevo al transmisor para ayudar en la selección de un esquema apropiado de codificación y modulación para el flujo de datos asociado con esa señal transmitida.

Estructura del receptor

40 La figura 5 es un diagrama de bloques de un sistema 150a receptor capaz de implementar diversos aspectos y realizaciones de la invención. El sistema 150a receptor implementa la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva para recibir y recuperar las señales transmitidas. Las señales transmitidas a partir de (hasta) las N_T antenas de transmisión se reciben por cada una de las N_R antenas 152a a 152r y se envían a un demodulador 154 (DEMOD) respectivo (que también se conoce 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 del mismo modo múltiples señales transmitidas. Cada demodulador 154 condiciona (por ejemplo, filtros y amplificadores) una señal recibida respectiva, convierte de manera descendente la señal condicionada a una frecuencia intermedia o de banda base y digitaliza la señal convertida descendente para proporcionar muestras. Además cada demodulador 154 puede modular las muestras con un piloto recibido para generar un flujo de símbolo de modulación recibido, que se proporciona al procesador 156 de MIMO/datos de RX.

50 Si se emplea un OFDM para la transmisión de datos, cada demodulador 154 realiza además un 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 símbolo de modulación. Cada vector incluye N_L símbolos de modulación para los N_L subcanales de frecuencia y se proporciona un vector para cada franja de tiempo. Los flujos de vector de símbolo de modulación de los procesadores FFT de todos los N_R demoduladores se proporcionan entonces a un demultiplexor (no mostrado en la figura 5), que "canaliza" el flujo de vector de símbolo de modulación de cada procesador FFT en un número de (hasta N_L) flujos de símbolo de modulación. Para el esquema de procesamiento de transmisión en el que cada subcanal de frecuencia se procesa independientemente (por ejemplo, como se

muestra en la figura 3), el demultiplexor proporciona además, cada uno de (hasta) los N_L flujos de símbolo de modulación a un procesador 156 de MIMO/datos de RX respectivo.

Para un sistema MIMO que utiliza OFDM, puede usarse un procesador 156 de MIMO/datos de RX para procesar los N_R flujos de símbolo de modulación desde las N_R antenas de recepción para cada uno de los N_L subcanales de frecuencia usados para la transmisión de datos. Y para un sistema MIMO que no utiliza OFDM, un procesador 156 de MIMO/datos de RX puede usarse para procesar los N_R flujos de símbolo de modulación de las N_R antenas de recepción.

En la realización mostrada en la figura 5, el procesador 156 de MIMO/datos de RX incluye un número de etapas 510 de procesamiento del receptor sucesivas (es decir, en cascada), una etapa para cada uno de los canales de transmisión usados para la transmisión de datos. En un esquema de procesamiento de transmisión, se transmite un flujo de datos en cada canal de transmisión y cada flujo de datos se procesa independientemente (por ejemplo, con su propio esquema de codificación y modulación) y se transmite desde una antena de transmisión respectiva. Para este esquema de procesamiento de transmisión, el número de flujos de datos es igual al número de canales de transmisión, que es igual al número de antenas de transmisión usadas para la transmisión de datos (que puede ser un subconjunto de las antenas de transmisión disponibles). Para mayor claridad, se describe el procesador 156 de MIMO/datos de RX para este esquema de procesamiento de transmisión.

Cada etapa 510 de procesamiento del receptor (excepto para la última etapa 510n) incluye un procesador 520 de MIMO/datos de canal acoplado a un cancelador 530 de interferencia, y la última etapa 510n incluye solo el procesador 520n de MIMO/datos de canal. Para la primera etapa 510a de procesamiento del receptor, el procesador 520a de MIMO/datos de canal recibe y procesa los N_R flujos de símbolo de modulación de los demoduladores 154a a 154r para proporcionar un flujo de datos descodificado para el primer canal de transmisión (o la primera señal transmitida). Y para cada una de las restantes a través de las últimas etapas 510b a 510n, el procesador 520 de MIMO/datos de canal para esa etapa recibe y procesa los N_R flujos de símbolo modificados del cancelador de interferencia en la etapa anterior para obtener un flujo de datos descodificado para el canal de transmisión que se procesa para esa etapa. Cada procesador 520 de MIMO/datos de canal proporciona además, la CSI (por ejemplo, la SNR) para el canal de transmisión asociado.

Para la primera etapa 510a de procesamiento del receptor, el cancelador 530a de interferencia recibe los N_R flujos de símbolo de modulación de todos los N_R demoduladores 154. Y para cada una de las restantes a través de la segunda hasta la última fase, el cancelador 530 de interferencia recibe los N_R flujos de símbolo modificados desde la cancelación de interferencia en la etapa precedente. Cada cancelador 530 de interferencia también recibe el flujo de datos descodificado desde el procesador 520 de MIMO/datos de canal en la misma etapa, y realiza el procesamiento (por ejemplo, codificación, entrelazado, modulación, respuesta del canal, etc.) para derivar los N_R flujos de símbolo remodulados que son estimaciones de los componentes de interferencia de los flujos de símbolo de modulación recibidos debido a este flujo de datos descodificado. Los flujos de símbolo remodulados se restan a continuación de los flujos de símbolo de modulación recibidos para obtener los N_R flujos de símbolo modificados que incluyen todos excepto los componentes de interferencia restados (es decir, cancelado). Los N_R flujos de símbolo modificados se proporcionan a continuación en la siguiente etapa.

En la figura 5, un controlador 540 se muestra acoplado al procesador 156 de MIMO/datos de RX y puede usarse para dirigir diversas etapas en el procesamiento del receptor de cancelación sucesiva realizadas por el procesador 156.

La figura 5 muestra una estructura de receptor que puede usarse de una manera directa cuando cada flujo de datos se transmite a través de una antena de transmisión respectiva (es decir, un flujo de datos que corresponde a cada señal transmitida). En este caso, cada etapa 510 de procesamiento del receptor puede hacerse funcionar para recuperar una de las señales transmitidas y proporcionar el flujo de datos descodificado correspondiente a la señal transmitida recuperada.

Para algunos otros esquemas de procesamiento de transmisión, un flujo de datos puede transmitirse a través de múltiples antenas de transmisión, subcanales de frecuencia, y/o intervalos de tiempo para proporcionar la frecuencia espacial y la diversidad de tiempo, respectivamente. Para estos esquemas, el procesamiento del receptor deriva inicialmente un flujo de símbolo de modulación recibido para la señal transmitida en cada antena de transmisión de cada subcanal de frecuencia. Los símbolos de modulación para múltiples antenas de transmisión, subcanales de frecuencia, y/o intervalos de tiempo se pueden combinar de manera complementaria como la desmultiplexación realizada en el sistema transmisor. El flujo de símbolos de modulación combinados se procesa a continuación para proporcionar el flujo de datos descodificado correspondiente.

Técnicas de procesamiento espacial para canales no dispersivos

Como se señaló anteriormente, pueden usarse una serie de técnicas de procesamiento espacial lineal para procesar las señales recibidas a través de un canal no dispersivo para recuperar cada flujo de señal transmitido desde la interferencia causada por los otros flujos de señal transmitidos. Estas técnicas incluyen CCMI, MMSE, y posiblemente otras técnicas. El procesamiento espacial lineal se realiza en cada procesador 520 de MIMO/datos de

canal en las N_R señales de entrada. Para la primera etapa 510a de procesamiento del receptor, las señales de entrada son las N_R señales recibidas desde las N_R antenas de recepción. Y para cada etapa posterior, las señales de entrada son las N_R señales modificadas desde el cancelador de interferencia de la etapa anterior, como se describió anteriormente. Para mayor claridad, se describen las técnicas CCMI y MMSE para la primera etapa. Sin embargo, el procesamiento para cada etapa posterior procede de forma similar que con la sustitución adecuada para las señales de entrada. Más específicamente, en cada etapa posterior las señales detectadas en la etapa anterior se supone que están canceladas, por lo que la dimensionalidad de la matriz de coeficiente de canal se reduce en cada etapa como se describe a continuación.

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:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} , \quad \text{Ec (6)}$$

en la que \mathbf{r} es el vector de símbolos recibidos (es decir, el $N_R \times 1$ vector de salida del canal MIMO, como se deriva de la antena de recepción), \mathbf{H} es la matriz de coeficiente de canal, \mathbf{x} es el vector de símbolos transmitidos (es decir, el $N_T \times 1$ vector de entrada en el canal MIMO), y \mathbf{n} es un $N_R \times 1$ vector que representa ruido más interferencia. El vector \mathbf{r} de símbolos recibidos incluye N_R símbolos de modulación desde las N_R señales recibidas a través de las N_R antenas de recepción en un intervalo de tiempo específico. Del mismo modo, el vector \mathbf{x} de símbolo transmitido incluye N_T símbolos de modulación en N_T señales transmitidas a través de N_T antenas de transmisión en un intervalo de tiempo específico. Además la matriz \mathbf{H} de coeficiente de canal puede escribirse como:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \Lambda \ \mathbf{h}_{N_T}] \quad \text{Ec (6a)}$$

en la que los vectores \mathbf{h}_i contienen los coeficientes de canal asociados con la i -ésima antena de transmisión. En cada etapa posterior en el proceso de cancelación sucesiva, se eliminan los vectores columna de la ecuación (6a) asociados con las señales canceladas previamente. Suponiendo por simplicidad, que las señales de transmisión se cancelan en el mismo orden que los vectores de coeficiente de canal asociados que se enumeran en la ecuación (6a), a continuación, en el paso k -ésimo en el proceso de cancelación sucesiva, la matriz de coeficiente de canal es:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_k \ \mathbf{h}_{k+1} \ \Lambda \ \mathbf{h}_{N_T}] \quad \text{Ec (6b)}$$

Técnica CCMI

Para la técnica de procesamiento espacial CCMI, el primer sistema receptor realiza una operación de filtro de canal emparejado en el vector \mathbf{r} de símbolo recibido. La salida emparejada-filtrada puede expresarse como:

$$\mathbf{H}^H \mathbf{r} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{H}^H \mathbf{n} , \quad \text{Ec (7)}$$

en la que el superíndice H representa la conjugada transpuesta y compleja. Puede usarse una matriz cuadrada \mathbf{R} para denotar el producto de la matriz \mathbf{H} de coeficiente de canal con su conjugada transpuesta \mathbf{H}^H (es decir, $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$).

La matriz \mathbf{H} de coeficiente de canal se puede derivar, por ejemplo, de los símbolos piloto transmitidos junto con los datos. Con el fin de realizar la recepción "óptima" y para estimar la SNR de los canales de transmisión, es a menudo conveniente insertar algunos símbolos conocidos en el flujo de datos de transmisión y transmitir los símbolos conocidos a través de uno o más canales de transmisión. Tales símbolos conocidos también se denominan como símbolos piloto o señales piloto. Los procedimientos para estimar un único canal de transmisión en base a una señal piloto y/o a una transmisión de datos se puede encontrar en un número de documentos disponibles en la técnica. Uno de tales procedimientos de estimación de canal 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, de octubre de 1999. Este o algún otro procedimiento de estimación de canal puede extenderse a la forma de la matriz para derivar la matriz \mathbf{H} de coeficiente de canal, como se conoce en la técnica.

Una estimación del vector \mathbf{x} de símbolo transmitido, puede obtenerse multiplicando el vector emparejado-filtrado $\mathbf{H}^H \mathbf{r}$ con la inversa (o pseudo-inversa) de \mathbf{R} , que puede expresarse como:

$$\begin{aligned}
 \underline{\mathbf{x}}' &= \underline{\mathbf{R}}^{-1} \underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{r}} \\
 &= \underline{\mathbf{x}} + \underline{\mathbf{R}}^{-1} \underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{n}} \\
 &= \underline{\mathbf{x}} + \underline{\mathbf{n}}' .
 \end{aligned}
 \tag{Ec (8)}$$

De la ecuación anterior, puede observarse que el vector $\underline{\mathbf{x}}$ de símbolo transmitido puede recuperarse por filtrado emparejado (Es decir, multiplicando con la matriz $\underline{\mathbf{H}}^H$) del vector $\underline{\mathbf{r}}$ de símbolo recibido y a continuación multiplicando el resultado filtrado con la matriz $\underline{\mathbf{R}}^{-1}$ cuadrada inversa.

- 5 Para la técnica CCMI, la SNR del vector de símbolo recibido después del procesamiento (es decir, el elemento i -ésimo de $\underline{\mathbf{x}}'$) puede expresarse como:

$$SNR_i = \frac{|x'_i|^2}{\sigma_{n'}^2} .
 \tag{Ec (9)}$$

Si la varianza del i -ésimo símbolo transmitido $|x'_i|^2$ es igual a uno (1,0) en la media, la SNR del vector de símbolo recibido después de la transformación puede expresarse como:

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

- 10 La varianza de ruido puede normalizarse mediante el escalado del i -ésimo elemento del vector de símbolo recibido por $1/\sqrt{r_{ii}}$.

- 15 Si un flujo de símbolo de modulación se duplicó y transmitió a través de múltiples antenas de transmisión, entonces estos símbolos de modulación pueden sumarse juntos para formar símbolos de modulación combinados. Por ejemplo, si un flujo de datos se transmitió desde todas las antenas, entonces los símbolos de modulación que corresponden a todas las N_T antenas de transmisión se suman, y los símbolos de modulación combinada pueden expresarse como:

$$x'_{total} = \sum_{i=1}^{N_T} \frac{x'_i}{r_{ii}} .
 \tag{Ec (10)}$$

- 20 Como alternativa, el transmisor puede funcionar para transmitir uno o más flujos de datos en un número de canales de transmisión usando el mismo esquema de codificación y modulación en algunas o en todas las antenas de transmisión. En este caso, sólo una SNR (por ejemplo, una SNR promedio) puede necesitarse para los canales de transmisión para los que se aplica el esquema de codificación y modulación comunes. Por ejemplo, si se aplica el mismo esquema de codificación y modulación en todas las antenas de transmisión entonces, puede derivarse la SNR del símbolo de modulación combinada, SNR_{total} . Esta SNR_{total} tendría entonces una máxima SNR combinada que sería igual a la suma de la SNR de los símbolos de modulación de las N_T antenas de transmisión. La SNR combinada puede expresarse como:

$$SNR_{total} = \sum_{i=1}^{N_T} SNR_i = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^{N_T} \frac{1}{r_{ii}} .
 \tag{Ec (11)}$$

- 30 La figura 6A es un diagrama de bloques de una realización de un procesador 520x de MIMO/datos de canal, que es capaz de implementar la técnica CCMI descrita anteriormente. El procesador 520 de MIMO/datos de canal incluye un procesador 610x (que realiza el procesamiento CCMI) acoplado a un procesador 620 de datos de RX.

- 35 Dentro del procesador 610x, los vectores $\underline{\mathbf{r}}$ de símbolo de modulación recibidos se filtran mediante un filtro 614 de emparejado, que premultiplica cada vector $\underline{\mathbf{r}}$ con la matriz $\underline{\mathbf{H}}^H$ de coeficiente de canal conjugada-transpuesta, como se muestra anteriormente en la ecuación (7). La matriz $\underline{\mathbf{H}}$ de coeficiente de canal puede estimarse en base a las señales piloto de una manera similar a la usada para los sistemas únicos de piloto asistidos o multiportadoras, como se conoce en la técnica. La matriz $\underline{\mathbf{R}}$ se calcula según la ecuación $\underline{\mathbf{R}} = \underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{H}}$, como se muestra anteriormente. Además, los vectores filtrados se pre-multiplican mediante un multiplicador 616 con la matriz $\underline{\mathbf{R}}^{-1}$ cuadrada inversa para formar una estimación $\underline{\mathbf{x}}'$ del vector $\underline{\mathbf{x}}$ de símbolo de modulación transmitidos, como se muestra anteriormente en la ecuación (8).

Para determinados esquemas de procesamiento de transmisión, los flujos de símbolo de modulación estimados que corresponden a múltiples antenas de transmisión usadas para la transmisión de un flujo de datos pueden proporcionarse a un combinador 618, que combina la información redundante a través del tiempo, el espacio y la frecuencia. Los \underline{x} símbolos de modulación combinados se proporcionan a continuación al procesador 620 de datos de RX. Para algunos otros esquemas de procesamiento de transmisión, los \underline{x} símbolos de modulación estimados pueden proporcionarse directamente (no se muestra en la figura 6A) al procesador 620 de datos de RX.

Por lo tanto el procesador 610x genera un número de flujos de símbolo independientes correspondientes al número de flujos de datos transmitidos desde el sistema transmisor. Cada flujo de símbolo incluye símbolos de modulación recuperados que corresponden y son estimaciones de los símbolos de modulación después de la asignación de símbolos en el sistema transmisor. Los flujos de símbolo (recuperados) se proporcionan entonces al procesador 620 de datos de RX.

Como se señaló anteriormente, cada etapa 510 en el procesador 156 de MIMO/datos de RX recupera y descodifica una de las señales transmitidas (por ejemplo, la señal transmitida con la mejor SNR) incluida en las señales de entrada de la etapa. La estimación de las SNR para las señales transmitidas se realiza mediante un procesador 626 de CSI, y puede conseguirse en base a las ecuaciones (9) y (11) descritas anteriormente. El procesador 626 de CSI proporciona entonces la CSI (por ejemplo, la SNR) para la señal transmitida que se ha seleccionado (por ejemplo, la "mejor") para la recuperación y descodificación, y además proporciona una señal de control que identifica la señal transmitida seleccionada.

La figura 7 es un diagrama de bloques de una realización del procesador 620 de datos de RX. En esta realización, un selector 710 en el procesador 620 de datos de RX recibe un número de flujos de símbolo desde un procesador espacial lineal precedente y extrae el flujo de símbolo correspondiente a la señal de transmisión seleccionada, como se indica mediante la señal de control del procesador 626 de CSI. En una realización alternativa, el procesador 620 de datos de RX se proporciona con el flujo de símbolos correspondiente a la señal transmitida seleccionada y puede realizarse la extracción del flujo mediante el combinador 618 en base a la señal control del procesador 626 de CSI. En cualquier caso, se proporciona el flujo extraído de los símbolos de modulación a un elemento 712 de demodulación.

Para la realización del transmisor mostrado en la figura 2 en la que el flujo de datos para cada canal de transmisión se codifica y modula independientemente en base al SNR del canal, los símbolos de modulación recuperados para el canal de transmisión seleccionado se desmodulan de acuerdo con un esquema de demodulación (por ejemplo, M-PSK, M-QAM) que es complementario al esquema de modulación usado para el canal de transmisión. A continuación, los datos desmodulados del elemento 712 de demodulación se desentrelazan mediante un desentrelazador 714 de una manera complementaria a la realizada por el canal 214 entrelazador, y los datos desentrelazados se descodifican además mediante un descodificador 716 de una manera complementaria a la realizada por el codificador 212. Por ejemplo, puede usarse un descodificador Turbo o un descodificador de Viterbi para el descodificador 716 si la codificación Turbo o convolucional se realiza en el transmisor, respectivamente. El flujo de datos descodificado del descodificador 716 representa una estimación del flujo de datos transmitido que debe recuperarse.

Con referencia de nuevo a la figura 6A, los \underline{x} símbolos de modulación estimados y/o los \underline{x} símbolos de modulación combinados se proporcionan también al procesador 626 de CSI, que estima la SNR para cada uno de los canales de transmisión. Por ejemplo, el procesador 626 de CSI puede estimar la ϕ_{nn} matriz de covarianza de ruido en base a las señales piloto recibidas y a continuación calcular la SNR del i -ésimo canal de transmisión en base a la ecuación (9) o (11). La SNR puede estimarse similar a los sistemas únicos de piloto asistidos o multiportadoras, como se conocen en la técnica. La SNR para todos los canales de transmisión puede comprender la CSI que se notifica de nuevo al sistema transmisor para este canal de transmisión. Además, el procesador 626 de CSI proporciona al procesador 620 de datos de RX o al combinador 618 la señal de control que identifica el canal de transmisión seleccionado.

Los \underline{x} símbolos de modulación estimados se proporcionan además de un estimador 622 de canal y un procesador 624 de matriz que estima, respectivamente, la matriz \underline{H} de coeficiente de canal y deriva la matriz \underline{R} cuadrada. Los símbolos de modulación estimados que corresponden a datos piloto y/o a datos de tráfico pueden usarse para la estimación de la matriz \underline{H} de coeficiente de canal.

Con referencia de nuevo a la figura 5, las señales de entrada para la primera etapa 510a incluyen todas las señales transmitidas, y las señales de entrada para cada etapa posterior incluyen una señal de transmisión (es decir, un término) cancelada por una etapa precedente. Por lo tanto, el procesador 520a de MIMO/datos de canal en la primera etapa 510a puede diseñarse y funcionar para estimar la matriz \underline{H} de coeficiente de canal y para proporcionar esta matriz a todas las etapas posteriores.

La información CSI se notifica mediante el sistema 150 de recepción de nuevo al sistema 110 transmisor que puede comprender las SNR para los canales de transmisión, como se determinó mediante las etapas en el procesador 156 de MIMO/datos de RX.

Técnica MMSE

Para la técnica de procesamiento espacial MMSE, el primer sistema receptor realiza una multiplicación del vector \mathbf{r} de símbolos recibidos con la matriz \mathbf{M} de coeficiente de ponderación para derivar una estimación $\hat{\mathbf{x}}$ MMSE inicial del vector \mathbf{x} de símbolo transmitido, que puede expresarse como:

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

5 en la que

$$\mathbf{M} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \tag{Ec (13)}$$

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

10 Para determinar la SNR de los canales de transmisión para la técnica MMSE, el componente de señal puede determinarse primero en base a la media de $\hat{\mathbf{x}}$ dado \mathbf{x} , promediada sobre el ruido aditivo, que puede expresarse como:

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

en la que la matriz \mathbf{V} puede expresarse como:

$$\mathbf{V} = \mathbf{H}^H (\phi_{nn} + \mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{H} = \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} + \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H})^{-1} . \tag{Ec (14)}$$

El elemento i -ésimo \hat{x}_i de la $\hat{\mathbf{x}}$ estimación MMSE inicial puede expresarse como:

$$\hat{x}_i = v_{i1}x_1 + \dots + v_{ii}x_i + \dots + v_{iN_R}x_{N_R} . \tag{Ec (14)}$$

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

$$E[\hat{x}_i | \mathbf{x}] = v_{ii}x_i . \tag{Ec (15)}$$

20 Como se muestra en la ecuación (15), \hat{x}_i es una estimación sesgada de x_i y este sesgo puede eliminarse para obtener un rendimiento mejorado. Una estimación no sesgada de x_i se puede obtener dividiendo \hat{x}_i por v_{ii} . Por lo tanto, la estimación del mínimo error cuadrático medio no sesgada de x , $\tilde{\mathbf{x}}$, puede obtenerse mediante premultiplicación de la estimación sesgada $\hat{\mathbf{x}}$ por un matriz \mathbf{D}_V^{-1} diagonal como sigue:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{D}_V^{-1} \hat{\mathbf{x}} \quad , \tag{Ec (16)}$$

25 en la que

$$\underline{\mathbf{D}}_{\mathbf{v}}^{-1} = \text{diag}(1/v_{11}, 1/v_{22}, \dots, 1/v_{N_R N_R}) \quad , \quad \text{Ec (17)}$$

y v_{ii} son los elementos diagonales de la matriz $\underline{\mathbf{V}}$.

Para determinar el ruido más la interferencia, el error $\hat{\underline{\mathbf{e}}}$ entre la estimación no sesgada $\tilde{\underline{\mathbf{x}}}$ y el vector $\underline{\mathbf{x}}$ de símbolo transmitido puede expresarse como:

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

Para la técnica MMSE, la SNR del vector de símbolo recibido después del proceso (es decir, el i -ésimo elemento de $\tilde{\underline{\mathbf{x}}}$) puede expresarse como:

$$SNR_i = \frac{E[|\tilde{x}_i|^2]}{u_{ii}} \quad \text{Ec (18)}$$

en la que u_{ii} es la varianza del i -ésimo elemento del vector $\hat{\underline{\mathbf{e}}}$ de error, y la matriz $\underline{\mathbf{U}}$ puede expresarse como:

$$\underline{\mathbf{U}} = \underline{\mathbf{I}} - \underline{\mathbf{D}}_{\mathbf{v}}^{-1} \underline{\mathbf{V}} - \underline{\mathbf{V}}\underline{\mathbf{D}}_{\mathbf{v}}^{-1} + \underline{\mathbf{D}}_{\mathbf{v}}^{-1} \underline{\mathbf{V}}\underline{\mathbf{D}}_{\mathbf{v}}^{-1} \quad \text{Ec (19)}$$

Si la varianza, $|x_i|^2$, del i -ésimo símbolo transmitido, x_i , es igual a uno (1,0) sobre la media, y de la ecuación (19)

$$u_{ii} = \frac{1}{v_{ii}} - 1 \quad , \quad \text{entonces la SNR del vector de símbolo recibido después de la transformación puede expresarse}$$

como:

$$SNR_i = \frac{v_{ii}}{1 - v_{ii}} \quad \text{Ec (20)}$$

Los símbolos de modulación estimados, $\tilde{\underline{\mathbf{x}}}$, pueden combinarse de forma similar para obtener símbolos de modulación combinados, como se describe anteriormente para la técnica CCMI.

La figura 6B es un diagrama de bloques de una realización de un procesador 520y de MIMO/datos de canal, que es capaz de implementar la técnica MMSE descrita anteriormente. El procesador 520y de MIMO/datos de canal incluye un procesador 610y (que realiza el procesamiento MMSE) acoplado al procesador 620 de datos de RX.

En el procesador 610y, los vectores $\underline{\mathbf{r}}$ de símbolos de modulación recibidos se premultiplican con la matriz $\underline{\mathbf{M}}$ mediante un multiplicador 634 para formar un estimación $\hat{\underline{\mathbf{x}}}$ del vector $\underline{\mathbf{x}}$ de símbolo transmitido, como se muestra anteriormente en la ecuación (8). De manera similar a la técnica CCMI, las matrices $\underline{\mathbf{H}}$ y ϕ_m pueden estimarse en base a las señales piloto recibidas y/o a las transmisiones de datos. La matriz $\underline{\mathbf{M}}$ se calcula entonces según la ecuación (9). Además la estimación $\hat{\underline{\mathbf{x}}}$, se premultiplica con la matriz $\underline{\mathbf{D}}_{\mathbf{v}}^{-1}$ diagonal mediante un multiplicador 636 para formar un estimación no sesgada $\tilde{\underline{\mathbf{x}}}$ del vector $\underline{\mathbf{x}}$ de símbolos transmitido, como se muestra anteriormente en la ecuación (12).

Una vez más, para ciertos esquemas de procesamiento de transmisión, pueden proporcionarse un número de flujos de símbolo $\tilde{\underline{\mathbf{x}}}$ de modulación estimados correspondientes a un número de antenas de transmisión usadas para la transmisión de un flujo de datos a un combinador 638, que combina información redundante a través del tiempo, el espacio y la frecuencia. Los símbolos $\tilde{\underline{\mathbf{x}}}$ de modulación combinados se proporcionan a continuación al procesador 620 de datos de RX. Para algunos otros esquemas de procesamiento de transmisión, los símbolos $\tilde{\underline{\mathbf{x}}}$ de modulación estimados pueden proporcionarse directamente (no se muestra en la figura 6B) al procesador 620 de datos de RX. El procesador 620 de datos de RX desmodula, desentrelaza, y descodifica el flujo de símbolo de modulación

correspondiente al flujo de datos que deba recuperarse, como se ha descrito anteriormente.

Los símbolos $\tilde{\mathbf{x}}$ de modulación estimados y/o los símbolos $\tilde{\mathbf{x}}''$ de modulación combinados se proporcionan también al procesador 626 de CSI, que estima la SNR para cada una de las señales transmitidas. Por ejemplo, el procesador 626 de CSI puede estimar la SNR de la señal i -ésima de transmisión en base a la ecuación (18) o (20). La SNR para la señal transmitida seleccionada puede notificarse de nuevo al sistema transmisor. El procesador 626 de CSI proporciona, además, al procesador 620 de datos de RX o al combinador 618 la señal de control que identifica la señal transmitida seleccionada.

Los símbolos $\tilde{\mathbf{x}}$ de modulación estimados se proporcionan, además, a un procesador 642 adaptable que deriva la matriz \mathbf{M} y la matriz \mathbf{D}_V^{-1} diagonal en base a las ecuaciones (13) y (17), respectivamente.

10 Técnicas de procesamiento espacio tiempo para los canales tiempo dispersivos -

Como se señaló anteriormente, pueden usarse un número de técnicas de procesamiento de espacio tiempo para procesar las señales recibidas a través de un canal tiempo dispersivo. Estas técnicas incluyen el uso de técnicas de ecualización de canal de dominio de tiempo tales como MMSE-LE, DFE, MLSE, y posiblemente otras técnicas, junto con las técnicas de procesamiento espacial descritas anteriormente para un canal no dispersivo. El procesamiento de espacio tiempo se realiza dentro de cada procesador 520 de MIMO/datos de canal en las N_R señales de entrada.

Técnica MMSE-LE

En presencia de dispersión de tiempo, la matriz \mathbf{H} de coeficiente de canal toma una dimensión de retardo, y cada elemento de la matriz \mathbf{H} se comporta como una función de transferencia lineal en lugar de un coeficiente. En este caso, la matriz \mathbf{H} de coeficiente de canal puede escribirse en la forma de una matriz $\mathbf{H}(\tau)$ de función de transferencia de canal, que puede expresarse como:

$$\mathbf{H}(\tau) = \{h_{ij}(\tau)\} \quad \text{for } 1 \leq i \leq N_R, \text{ and } 1 \leq j \leq N_T . \quad \text{Ec (21)}$$

en la que $h_{ij}(\tau)$ es la función de transferencia lineal de la j -ésima antena de transmisión a la i -ésima antena de recepción. Como resultado las funciones $h_{ij}(\tau)$ de transferencia lineales, el vector $\mathbf{r}(t)$ de señal recibida es una convolución de la matriz $\mathbf{H}(\tau)$ de función de transferencia de canal con el vector $\mathbf{x}(t)$ de señal transmitida, que puede expresarse como:

$$\mathbf{r}(t) = \int \mathbf{H}(\tau) \mathbf{x}(t - \tau) d\tau . \quad \text{Ec (22)}$$

Como parte de la función demodulación (realizada por los demoduladores 154 en la figura 5), se muestrean las señales recibidas para proporcionar las muestras recibidas. Sin pérdida de generalidad, el canal tiempo dispersivo y las señales recibidas pueden ser representarse en una representación discreta tiempo en la siguiente descripción. En primer lugar, el vector de función de transferencia de canal asociado con la j -ésima antena de transmisión de retardo k puede expresarse como:

$$\mathbf{h}_j(k) = [h_{1j}(k) \ h_{2j}(k) \ \Lambda \ h_{N_R j}(k)]^T \quad \text{for } 0 \leq k \leq L , \quad \text{Ec (23)}$$

en la que $h_{ij}(k)$ es el k -ésimo peso de salida de la función de transferencia de canal asociado con la ruta entre la j -ésima antena de transmisión y la i -ésima antena de recepción y L es la medida máxima (en intervalos de muestra) de la dispersión de tiempo de canal. A continuación, la matriz $N_R \times N_T$ de función de transferencia de canal de retardo k puede expresarse como:

$$\mathbf{H}(k) = [\mathbf{h}_1(k) \ \mathbf{h}_2(k) \ \Lambda \ \mathbf{h}_{N_T}(k)] \quad \text{for } 0 \leq k \leq L \quad \text{Ec (24)}$$

El vector $\mathbf{r}(n)$ de la señal recibida en el tiempo de muestra n puede expresarse como:

$$\mathbf{r}(n) = \sum_{k=0}^L \mathbf{H}(k) \mathbf{x}(n - k) + \mathbf{n}(n) = \mathbf{H} \mathbf{x}(n) + \mathbf{n}(n) , \quad \text{Ec (25)}$$

40 en la que \mathbf{H} es una matriz de bloque estructura $N_R \times (L+1) N_T$ que representa la función de transferencia de matriz de muestras de canal, $\mathbf{H}(k)$, y puede representarse como:

$$\mathbf{H} = [\underline{\mathbf{H}}(0) \quad \underline{\mathbf{H}}(1) \quad \wedge \quad \underline{\mathbf{H}}(L)] ,$$

y $\underline{\mathbf{x}}(n)$ es una secuencia de $L+1$ vectores de muestras recibidas capturados para los $L+1$ intervalos de muestra, con cada vector que comprende N_R muestras para las N_R antenas de recepción, y puede representarse como:

$$\underline{\underline{\mathbf{x}}}(n) = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{x}}(n) \\ \underline{\mathbf{x}}(n-1) \\ \mathbf{M} \\ \underline{\mathbf{x}}(n-L) \end{bmatrix} .$$

- 5 Un procesador de espacio tiempo lineal MMSE calcula una estimación del vector de símbolos transmitido, $\hat{\underline{\mathbf{x}}}(n)$, en el tiempo n realizando una convolución de la secuencia de los vectores $\underline{\mathbf{r}}(n)$ de señal recibida con la secuencia de las matrices $\underline{\mathbf{M}}(k)$ de peso $2K+1$, $N_R \times N_T$, como sigue:

$$\hat{\underline{\mathbf{x}}}(n) = \sum_{k=-K}^K \underline{\mathbf{M}}(k) \underline{\mathbf{r}}(n-k) = \underline{\underline{\mathbf{M}}} \underline{\mathbf{r}}(n) , \quad \text{Ec (26)}$$

- 10 en la que $\underline{\mathbf{M}} = [\underline{\mathbf{M}}(-K) \quad \wedge \quad \underline{\mathbf{M}}(0) \quad \wedge \quad \underline{\mathbf{M}}(K)]$, K es un parámetro que determina el filtro del ecualizador de retardo extensión, y

$$\underline{\underline{\mathbf{r}}}(n) = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{r}}(n+K) \\ \mathbf{M} \\ \underline{\mathbf{r}}(n) \\ \mathbf{M} \\ \underline{\mathbf{r}}(n-K) \end{bmatrix} .$$

La secuencia de matrices $\underline{\mathbf{M}}(k)$ de peso se selecciona para minimizar el error cuadrático medio, que puede expresarse como:

$$\varepsilon = E\{\underline{\mathbf{e}}^H(k) \underline{\mathbf{e}}(k)\} , \quad \text{Ec (27)}$$

- 15 en la que el error $\underline{\mathbf{e}}(k)$ puede expresarse como:

$$\underline{\mathbf{e}}(k) = \hat{\underline{\mathbf{x}}}(k) - \underline{\mathbf{x}}(k) . \quad \text{Ec (28)}$$

A continuación la solución MMSE puede establecerse como la secuencia de matrices $\underline{\mathbf{M}}(k)$ de peso que satisfacen las restricciones lineales:

$$\sum_{k=-K}^K \underline{\mathbf{M}}(k) \underline{\mathbf{R}}(k-\lambda) = \begin{cases} 0, & -K \leq \lambda < -L \\ \underline{\mathbf{H}}^H(-\lambda), & -L \leq \lambda \leq 0 \\ 0, & 0 < \lambda \leq K \end{cases} , \quad \text{Ec (29)}$$

- 20 en la que $\underline{\mathbf{R}}(k)$ es una secuencia de las matrices $N_R \times N_R$ de correlación espacio tiempo, que pueden expresarse como:

$$\underline{\mathbf{R}}(k) = E\{\underline{\mathbf{r}}(n-k)\underline{\mathbf{r}}^H(n)\} = \begin{cases} \sum_{m=\max(0,-k)}^{\min(L,L-k)} \underline{\mathbf{H}}(m)\underline{\mathbf{H}}^H(m+k) + \underline{\varphi}_{zz}(k), & -L \leq k \leq L \\ \underline{\varphi}_{zz}(k), & \text{de otra manera} \end{cases} \quad \text{Ec (30)}$$

en la que $\varphi_{zz}(k)$ es la función de autocorrelación de ruido, que puede expresarse como:

$$\underline{\varphi}_{zz}(k) = E\{\underline{\mathbf{z}}(\lambda-k)\underline{\mathbf{z}}^H(\lambda)\} \quad \text{Ec (31)}$$

5 Para el ruido blanco (no correlacionado temporalmente), $\varphi_{zz}(k) = \varphi_{zz} \delta(k)$, en la que φ_{zz} , en este caso, representa sólo la matriz de correlación espacial. Para el ruido no correlacionado espacial y temporalmente con potencia equivalente en cada antena de recepción, $\varphi_{zz}(k) = \sigma^2 \mathbf{I} \delta(k)$.

Además la ecuación (29) puede representarse como:

$$\underline{\mathbf{M}}\underline{\mathbf{R}} = \underline{\tilde{\mathbf{H}}}^H, \text{ or } \underline{\mathbf{M}} = \underline{\tilde{\mathbf{H}}}^H \underline{\mathbf{R}}^{-1}, \quad \text{Ec (32)}$$

en la que $\underline{\mathbf{R}}$ es el Toeplitz por bloque con bloque j, k dado por $\underline{\mathbf{R}}(j-k)$ y

$$\underline{\tilde{\mathbf{H}}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(K-L)N_R \times N_T} \\ \underline{\mathbf{H}}(L) \\ \underline{\mathbf{H}}(L-1) \\ \mathbf{M} \\ \underline{\mathbf{H}}(0) \\ \mathbf{0}_{K, N_R \times N_T} \end{bmatrix},$$

10

en la que $\mathbf{0}_{m \times n}$ es una matriz de ceros $m \times n$.

Como con el procesamiento espacial MMSE descrito anteriormente, para determinar la SNR asociada con la estimación de símbolo, se deriva una estimación del mínimo error cuadrático medio imparcial. En primer lugar, para la estimación MMSE-LE derivada anteriormente,

$$\begin{aligned} E[\hat{\underline{\mathbf{x}}}(n)|\underline{\mathbf{x}}(n)] &= \underline{\mathbf{M}}E[\underline{\mathbf{r}}(n)|\underline{\mathbf{x}}(n)] \\ &= [\underline{\mathbf{M}}(-K)\underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{x}}(n+K) + \Lambda + \underline{\mathbf{M}}(0)\underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{x}}(n) + \Lambda + \underline{\mathbf{M}}(K)\underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{x}}(n-K)] \end{aligned} \quad \text{Ec (33)}$$

15

en la que la expectativa se toma por encima del ruido. Si se asume que los símbolos de modulación no están correlacionados en tiempo y la expectativa se toma sobre todas las interferencias intersímbolo en la anterior (todos los componentes de señal de transmisión no transmitidos en el tiempo n), entonces la expectativa puede expresarse como:

$$\begin{aligned} E[\hat{\underline{\mathbf{x}}}(n)|\underline{\mathbf{x}}(n)] &= \underline{\mathbf{M}}E[\underline{\mathbf{r}}(n)|\underline{\mathbf{x}}(n)] \\ &= [\underline{\mathbf{M}}(0)\underline{\mathbf{H}}(0) + \underline{\mathbf{M}}(-1)\underline{\mathbf{H}}(1) + \Lambda + \underline{\mathbf{M}}(-L)\underline{\mathbf{H}}(L)]\underline{\mathbf{x}}(n) \\ &= \underline{\mathbf{M}}\underline{\tilde{\mathbf{H}}}\underline{\mathbf{x}}(n) \\ &= \underline{\mathbf{V}}\underline{\mathbf{x}}(n) \end{aligned} \quad \text{Ec (34)}$$

20

en la que

$$\underline{\mathbf{V}} = \underline{\mathbf{M}}\underline{\tilde{\mathbf{H}}} = \underline{\tilde{\mathbf{H}}}^H \underline{\mathbf{R}}^{-1} \underline{\tilde{\mathbf{H}}} .$$

Finalmente, después de un promedio sobre la interferencia de otros subcanales espaciales, el valor medio de la señal a partir de la i -ésima antena de transmisión en el tiempo n puede expresarse como:

5 $E[\hat{x}_i(n) | x_i(n)] = v_{ii} x_i(n) ,$ **Ec (35)**

en la que v_{ii} es el i -ésimo elemento diagonal de $\underline{\mathbf{V}}$ (v_{ii} es un escalar), y $\hat{x}_i(n)$ es el i -ésimo elemento de la estimación MMSE-LE.

Mediante la definición

$$\underline{\mathbf{D}}_V^{-1} = \text{diag}(1/v_{11}, 1/v_{22}, \dots, 1/v_{N_T N_T}) ,$$
 Ec (36)

10 entonces la estimación MMSE-LE imparcial del vector de señal transmitida en el tiempo n puede expresarse como:

$$\tilde{\mathbf{x}}(n) = \underline{\mathbf{D}}_V^{-1} \hat{\mathbf{x}}(n) = \underline{\mathbf{D}}_V^{-1} \underline{\mathbf{M}} \mathbf{r}(n) .$$
 Ec (37)

La matriz de covarianza de error asociada con la MMSE-LE imparcial puede expresarse como:

$$\begin{aligned} \underline{\varphi}_{ec} &= \underline{\mathbf{U}} = E\left\{ \left[\mathbf{x}(n) - \underline{\mathbf{D}}_V^{-1} \underline{\mathbf{M}} \mathbf{r}(n) \right] \left[\mathbf{x}(n) - \underline{\mathbf{r}}^H(n) \underline{\mathbf{M}}^H \underline{\mathbf{D}}_V^{-1} \right] \right\} \\ &= \mathbf{I} - \underline{\mathbf{D}}_V^{-1} \underline{\mathbf{V}} - \underline{\mathbf{V}} \underline{\mathbf{D}}_V^{-1} + \underline{\mathbf{D}}_V^{-1} \underline{\mathbf{V}} \underline{\mathbf{D}}_V^{-1} . \end{aligned}$$
 Ec (38)

15 La SNR asociada con la estimación del símbolo transmitido en la i -ésima antena de transmisión puede expresarse finalmente como:

$$SNR_i = \frac{1}{\mathbf{u}_{ii}} = \frac{\mathbf{v}_{ii}}{1 - \mathbf{v}_{ii}} .$$
 Ec (39)

La técnica MMSE-LE puede implementarse mediante el procesador 520y de MIMO/datos de canal de la figura 6B. En este caso, el multiplicador 634 puede diseñarse para realizar la convolución de la secuencia de vectores $\mathbf{r}(n)$ de señal recibidos con la secuencia de las matrices $\underline{\mathbf{M}}(k)$ de peso, como se muestra en la ecuación (26). El multiplicador 20 636 puede diseñarse para realizar la pre-multiplicación de la estimación $\hat{\mathbf{x}}$ con la matriz $\underline{\mathbf{D}}_V^{-1}$ diagonal para derivar la estimación $\tilde{\mathbf{x}}$ MMSE-LE imparcial, como se muestra en la ecuación (37). El procesador 642 adaptable puede diseñarse para derivar la secuencia de las matrices $\underline{\mathbf{M}}(k)$ de peso como se muestra en la ecuación (32) y la matriz $\underline{\mathbf{D}}_V^{-1}$ diagonal, como se muestra en la ecuación (36). El procesamiento posterior puede conseguirse de manera similar como se describe anteriormente para la técnica MMSE. La SNR del flujo de símbolos transmitida desde la j -ésima antena de transmisión puede estimarse en base a la ecuación (39) mediante el procesador 626 de CSI. 25

Técnica DFE

La figura 6C es un diagrama de bloques de una realización de un procesador 520z de MIMO/datos de canal, que es capaz de implementar la técnica de ecualización de espacio tiempo DFE. El procesador 520z de MIMO/datos de canal incluye un procesador 610z de espacio tiempo, que realiza el procesamiento de DFE, acoplado al procesador 30 620 de datos de RX.

Para la técnica DFE, los vectores $\mathbf{r}(n)$ de símbolo de modulación recibidos se reciben y procesan por un procesador 654 de recepción directa para proporcionar los símbolos de modulación estimados del flujo de datos que deben recuperarse. El procesador 654 de recepción directa puede implementar la técnica CCMI o MMSE descrita anteriormente o alguna otra técnica de ecualización espacial lineal. A continuación, un sumador 656 combina unos 35 componentes de distorsión estimados proporcionados por un procesador 658 de retroalimentación con los símbolos de modulación estimados para proporcionar símbolos de modulación "ecualizados" que tienen el componente de distorsión eliminado. Inicialmente, los componentes de distorsión estimados son cero y los símbolos de modulación ecualizados son simplemente los símbolos de modulación estimados. A continuación, los símbolos de modulación

ecualizados del sumador 656 se desmodulan y descodifican por el procesador 620 de datos de RX para proporcionar el flujo de datos descodificado.

5 A continuación, el flujo de datos descodificado se recodifica y remodula por un procesador 210x de datos de canal para proporcionar símbolos remodulados, que son estimaciones de los símbolos de modulación en el transmisor. El procesador 210x de datos de canal realiza el mismo procesamiento (por ejemplo, codificación, entrelazado, y modulación) que el realizado en el transmisor para el flujo de datos, por ejemplo, como se muestra en la figura 2. Los símbolos remodulados desde el procesador 210x de datos de canal se proporcionan a un procesador 658 de retroalimentación, que procesa los símbolos para derivar los componentes de distorsión estimados. El procesador 658 de retroalimentación puede implementar un ecualizador espacial lineal (por ejemplo, un ecualizador transversal lineal).
10

La estimación resultante del vector de símbolos transmitidos en el instante n puede expresarse como:

$$\hat{\underline{\mathbf{x}}}(n) = \sum_{k=-K_1}^0 \underline{\mathbf{M}}_f(k) \underline{\mathbf{r}}(n-k) + \sum_{k=1}^{K_2} \underline{\mathbf{M}}_b(k) \tilde{\underline{\mathbf{x}}}(n-k) \quad , \quad \text{Ec (40)}$$

15 en la que $\underline{\mathbf{r}}(n)$ es el vector de símbolo de modulación recibido, que se da anteriormente en la ecuación (25), $\tilde{\underline{\mathbf{x}}}(n)$ es el vector de decisiones de símbolo proporcionado por el procesador 210x de datos de canal, $\underline{\mathbf{M}}_f(k) - K_1 \leq k \leq 0$ es la secuencia de las $(K_1 + 1) - (N_T \times N_R)$ matrices de coeficientes de alimentación directa usadas por el procesador 654 de recepción directa, y $\underline{\mathbf{M}}_b(k), 1 \leq k \leq K_2$ es la secuencia de las $K_2 - (N_T \times N_R)$ matrices de coeficientes de alimentación directa usadas por el procesador 658 de retroalimentación. La ecuación (40) también puede expresarse como:

$$\hat{\underline{\mathbf{x}}}(n) = \underline{\mathbf{M}}_f \underline{\mathbf{r}}(n) + \underline{\mathbf{M}}_b \tilde{\underline{\mathbf{x}}}(n) \quad , \quad \text{Ec (41)}$$

20 en la que $\underline{\mathbf{M}}_f = [\underline{\mathbf{M}}(-K_1) \underline{\mathbf{M}}(-K_1 + 1) \wedge \underline{\mathbf{M}}(0)]$, $\underline{\mathbf{M}}_b = [\underline{\mathbf{M}}(1) \underline{\mathbf{M}}(2) \wedge \underline{\mathbf{M}}(K_2)]$,

$$\tilde{\underline{\mathbf{x}}}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{\underline{\mathbf{x}}}(n-1) \\ \tilde{\underline{\mathbf{x}}}(n-2) \\ \underline{\mathbf{M}} \\ \tilde{\underline{\mathbf{x}}}(n-K_2) \end{bmatrix} \quad , \quad \underline{\mathbf{r}}(n) = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{r}}(n+K_1) \\ \underline{\mathbf{r}}(n+K_1-1) \\ \underline{\mathbf{M}} \\ \underline{\mathbf{r}}(n) \end{bmatrix} .$$

Si el criterio MMSE se usa para encontrar las matrices de coeficientes, entonces, pueden usarse las soluciones de $\underline{\mathbf{M}}_f$ y $\underline{\mathbf{M}}_b$ que minimizan el error cuadrático medio $\varepsilon = E \{ \underline{\mathbf{e}}^H(k) \underline{\mathbf{e}}(k) \}$, en la que el error $\underline{\mathbf{e}}(k)$ se expresa como:

$$\underline{\mathbf{e}}(k) = \hat{\underline{\mathbf{x}}}(k) - \underline{\mathbf{x}}(k) \quad .$$

25 La solución MMSE para el filtro de alimentación directa puede expresarse como:

$$\underline{\mathbf{M}}_f = \tilde{\underline{\mathbf{H}}}^H \tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{-1} \quad \text{Ec (42)}$$

en la que

$$\tilde{\underline{\mathbf{H}}} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{0}}_{(K_1-L)N_R \times N_T} \\ \underline{\mathbf{H}}(L) \\ \underline{\mathbf{H}}(L-1) \\ \underline{\mathbf{M}} \\ \underline{\mathbf{H}}(0) \end{bmatrix} \quad ,$$

y $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}$ es una matriz $(K_1+1)N_R \times (K_1+1)N_R$ formada por $N_R \times N_R$ bloques. El (i, j) -ésimo bloque en $\tilde{\underline{\mathbf{R}}}$ está dado por:

$$\tilde{\mathbf{R}}(i, j) = \sum_{m=0}^{K_1-i+1} \mathbf{H}(m)\mathbf{H}^H(m+i-j) + \sigma^2 \mathbf{I}\delta(i-j) \quad \text{Ec (43)}$$

La solución MMSE para el filtro de realimentación es:

$$\underline{\mathbf{M}}_b(k) = - \sum_{j=-K_1}^0 \underline{\mathbf{M}}_f(j)\mathbf{H}(k-j), 1 \leq k \leq K_2 \quad \text{Ec (44)}$$

5 Como en el MMSE-LE descrito anteriormente, la primera estimación no sesgada se determina hallando el valor de la media condicional del vector de símbolo transmitido:

$$E[\hat{\mathbf{x}}(n) | \mathbf{x}(n)] = \underline{\mathbf{M}}_f \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{x}(n) = \underline{\mathbf{V}}_{dfe} \mathbf{x}(n) \quad \text{Ec (45)}$$

en la que $\underline{\mathbf{V}}_{dfe} = \underline{\mathbf{M}}_f \tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H}^H \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \tilde{\mathbf{H}}$. A continuación, el valor medio del i -ésimo elemento de $\hat{\mathbf{x}}(n)$, $\hat{x}_i(n)$, se expresa como:

$$E[\hat{x}_i(n) | x_i(n)] = v_{dfe,ii} x_i(n) \quad \text{Ec (45)}$$

10 en la que $v_{dfe,ii}$ es el i -ésimo elemento diagonal de $\underline{\mathbf{V}}_{dfe}$. Para formar la estimación no sesgada, de manera similar a la descrita anteriormente, la matriz diagonal cuyos elementos son los inversos de los elementos diagonales de $\underline{\mathbf{V}}_{dfe}$ se define primeramente como:

$$\underline{\mathbf{D}}_{\underline{\mathbf{V}}_{dfe}}^{-1} = \text{diag}(v_{dfe,11}^{-1}, v_{dfe,22}^{-1}, \dots, v_{dfe,N_T N_T}^{-1}) \quad \text{Ec (46)}$$

A continuación, la estimación no sesgada se expresa como:

15

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \underline{\mathbf{D}}_{\underline{\mathbf{V}}_{dfe}}^{-1} \underline{\mathbf{M}}_f \mathbf{r}(n) + \underline{\mathbf{D}}_{\underline{\mathbf{V}}_{dfe}}^{-1} \underline{\mathbf{M}}_b \tilde{\mathbf{x}}(n) \quad \text{Ec (47)}$$

La matriz de covarianza de error resultante se da por:

$$\begin{aligned} \underline{\varphi}_{ee} &= \underline{\mathbf{U}}_{dfe} = E \left\{ \left[\mathbf{x}(n) - \underline{\mathbf{D}}_{\underline{\mathbf{V}}_{dfe}}^{-1} \left(\underline{\mathbf{M}}_f \mathbf{r}(n) + \underline{\mathbf{M}}_b \tilde{\mathbf{x}}(n) \right) \right] \left[\mathbf{x}^H(n) - \left(\mathbf{r}^H(n) \underline{\mathbf{M}}_f^H + \tilde{\mathbf{x}}^H(n) \underline{\mathbf{M}}_b^H \right) \underline{\mathbf{D}}_{\underline{\mathbf{V}}_{dfe}}^{-1} \right] \right\} \\ &= \mathbf{I} - \underline{\mathbf{D}}_{\underline{\mathbf{V}}_{dfe}}^{-1} \underline{\mathbf{V}}_{dfe} - \underline{\mathbf{V}}_{dfe} \underline{\mathbf{D}}_{\underline{\mathbf{V}}_{dfe}}^{-1} + \underline{\mathbf{D}}_{\underline{\mathbf{V}}_{dfe}}^{-1} \underline{\mathbf{V}}_{dfe} \underline{\mathbf{D}}_{\underline{\mathbf{V}}_{dfe}}^{-1} \end{aligned}$$

Ec (48)

20 La SNR asociada con la estimación de los símbolos transmitidos en la i -ésima antena de transmisión puede expresarse como:

$$SNR_i = \frac{1}{u_{dfe,ii}} = \frac{v_{dfe,ii}}{1 - v_{dfe,ii}} \quad \text{Ec (49)}$$

25 Con la técnica DFE, el flujo de datos descodificado se usa para derivar una estimación de la distorsión generada por los ya descodificados bits de información. Si el flujo de datos se descodifica sin errores (o con errores mínimos), entonces el componente de distorsión puede estimarse con precisión y la interferencia intersímbolo se aportará mediante los ya descodificados bits de información que pueden cancelarse efectivamente. El procesamiento realizado por el procesador 654 de recepción directa y por el procesador 658 de retroalimentación se ajusta, normalmente, de manera simultánea para minimizar el error cuadrático medio (MSE) de la interferencia intersímbolo en los símbolos de modulación ecualizados. El procesamiento DFE se describe con más detalle en el documento mencionado anteriormente por Ariyavistakul y col.

30

Cancelación de interferencia

La figura 8 es un diagrama de bloques de un cancelador 530x de interferencia, que es una realización del cancelador 530 de interferencia de la figura 5. En el cancelador 530x de interferencia, el flujo de datos descodificado del procesador 520 de MIMO/datos de canal en la misma etapa se recodifica, entrelaza, y remodula mediante un procesador 210y de canal de datos para proporcionar los símbolos remodulados, que son estimaciones de los símbolos de modulación en el transmisor anterior al procesamiento MIMO y a la distorsión del canal. El procesador 210y de canal de datos realiza el mismo procesamiento (por ejemplo, codificación, entrelazado y modulación) que el realizado en el transmisor para el flujo de datos. A continuación, los símbolos remodulados se proporcionan a un simulador 810 de canal, que procesa los símbolos con la respuesta del canal estimado para proporcionar estimaciones de la interferencia debida al flujo de datos descodificados.

Para un canal no dispersivo, el simulador 810 de canal multiplica el flujo de símbolo remodulado asociado con la *i*-ésima antena de transmisión con el vector $\hat{\mathbf{h}}_i$, que es una estimación de la respuesta del canal entre la *i*-ésima antena de transmisión para la que el flujo de datos se está recuperando y cada una de las N_R antenas de recepción. El vector $\hat{\mathbf{h}}_i$ puede expresarse como:

$$\hat{\mathbf{h}}_i = \begin{bmatrix} \hat{h}_{i,1} \\ \hat{h}_{i,2} \\ \mathbf{M} \\ \hat{h}_{i,N_R} \end{bmatrix}, \quad \text{Ec (50)}$$

y es una columna de una matriz $\hat{\mathbf{H}}$ de respuesta de canal estimada que puede expresarse como:

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_{1,1} & \hat{h}_{2,1} & \Lambda & \hat{h}_{N_T,1} \\ \hat{h}_{1,2} & \hat{h}_{2,2} & \Lambda & \hat{h}_{N_T,2} \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ \hat{h}_{1,N_R} & \hat{h}_{2,N_R} & \Lambda & \hat{h}_{N_T,N_R} \end{bmatrix}. \quad \text{Ec (51)}$$

La matriz $\hat{\mathbf{H}}$ puede proporcionarse por el procesador 520 de MIMO/datos de canal en la misma etapa.

Si el flujo de símbolo remodulado correspondiente a la *i*-ésima antena de transmisión se expresa como x_i , entonces el componente $\hat{\mathbf{i}}^i$ de interferencia estimado debido a la señal de transmisión recuperada puede expresarse como:

$$\hat{\mathbf{i}}^i = \begin{bmatrix} \hat{h}_{i,1} \cdot x_i \\ \hat{h}_{i,2} \cdot x_i \\ \mathbf{M} \\ \hat{h}_{i,N_R} \cdot x_i \end{bmatrix}. \quad \text{Ec (52)}$$

Los N_R elementos en el vector $\hat{\mathbf{i}}^i$ de interferencia corresponden a la componente de la señal recibida en cada una de las N_R antenas de recepción debido al flujo de símbolo transmitido en la *i*-ésima antena de transmisión. Cada elemento del vector representa un componente estimado debido al flujo de datos descodificado en el flujo de símbolo de modulación recibido correspondiente. Estos componentes son la interferencia de las restantes (aún no detectada) señales transmitidas en los N_R flujos de símbolo de modulación recibidos (es decir, el vector \mathbf{r}^k) y se restan (es decir, se cancelan) del vector \mathbf{r}^k de señal recibida por un sumador 812 para proporcionar un vector modificado \mathbf{r}^{k+1} que tiene los componentes del flujo de datos descodificado eliminados. Esta cancelación puede expresarse como se muestra anteriormente en la ecuación (5). El vector \mathbf{r}^{k+1} modificado se proporciona como vector de entrada en la siguiente etapa de procesamiento de receptor, como se muestra en la figura 5.

Para un canal dispersivo, el vector $\underline{h}\hat{h}_i$ se sustituye con una estimación del vector de función de transferencia de canal definido en la ecuación (23), $\hat{h}_i(k)$, $0 \leq k \leq L$. Entonces, el vector de interferencia estimado en el tiempo n , $\hat{i}^i(n)$, puede expresarse como:

$$\hat{i}^i(n) = \begin{bmatrix} \sum_{k=0}^L \hat{h}_{i1}(k) x_i(n-k) \\ \sum_{k=0}^L \hat{h}_{i2}(k) x_i(n-k) \\ \vdots \\ \sum_{k=0}^L \hat{h}_{iN_R}(k) x_i(n-k) \end{bmatrix}, \quad \text{Ec (53)}$$

5 en la que $x_i(n)$ es el símbolo remodulado de tiempo n . La ecuación (54) convoluciona, efectivamente, los símbolos remodulados con la estimación de respuesta de canal calculada para cada par de antenas de transmisión recepción.

Por simplicidad, la arquitectura del receptor representado en la figura 5 proporciona los flujos de símbolo de modulación (recibidos o modificados) para cada etapa 510 de procesamiento del receptor, y estos flujos tienen los componentes de interferencia debido a que los flujos de datos descodificados se eliminaron (es decir, cancelado) anteriormente. En la realización mostrada en la figura 5, cada etapa elimina los componentes de interferencia debido al flujo de datos descodificado por esa etapa. En algún otro diseño, los flujos de símbolo de modulación recibidos pueden proporcionarse a todas las etapas, y cada etapa puede realizar la cancelación de componentes de interferencia de todos los flujos de datos descodificados previamente (que puede proporcionarse desde etapas previas). También, la cancelación de interferencia puede omitirse para una o más etapas (por ejemplo, si la SNR para el flujo de datos es alta). Pueden hacerse diversas modificaciones de la arquitectura del receptor mostradas en la figura 5 y están dentro del ámbito de la invención.

Derivación y notificación CSI

Por simplicidad, los diversos aspectos y realizaciones de la invención se han descrito anteriormente en los que la CSI comprende la SNR. En general, la CSI puede comprender cualquier tipo de información que sea indicativa de las características del enlace de comunicación. Pueden proporcionarse diversos tipos de información como CSI, algunos ejemplos de los cuales se describen a continuación.

En una realización, la CSI comprende la relación señal/ruido (SNR) más interferencia, que se deriva como la relación de la potencia de señal sobre el ruido más la potencia de interferencia. La SNR se calcula y proporciona, normalmente, para cada canal de transmisión usado para la transmisión de datos (por ejemplo, cada flujo de datos transmitidos), aunque una SNR agregada puede también proporcionarse para un número de canales de transmisión. La estimación de la SNR puede cuantificarse a un valor que tiene un número específico de bits. En una realización, la estimación de la SNR se asigna a un índice de la SNR, por ejemplo, usando una tabla de búsqueda.

En otra realización, la CSI comprende la potencia de señal y potencia de ruido más interferencia. Estos dos componentes pueden derivarse y proporcionarse por separado para cada canal de transmisión usado para la transmisión de datos.

En aún otra realización más, la CSI comprende la potencia de señal, la potencia de interferencia, y la potencia de ruido. Estos tres componentes pueden derivarse y proporcionarse para cada canal de transmisión usado para la transmisión de datos.

En aún otra realización más, la CSI comprende una relación señal ruido más una lista de potencias de interferencia para cada uno de los términos de interferencia observable. Esta información puede derivarse y proporcionarse para cada canal de transmisión usado para la transmisión de datos.

En aún otra realización más, la CSI comprende componentes de señal en forma de matriz (por ejemplo, $N_T \times N_R$ entradas complejas para todos los pares de antenas de transmisión recepción) y el ruido más componentes de interferencia en forma de matriz (por ejemplo, $N_T \times N_R$ entradas complejas). La unidad de transmisor puede entonces combinar adecuadamente los componentes de señal y de ruido más los componentes de interferencia para los pares de antenas de transmisión recepción apropiados para derivar la calidad de cada canal de transmisión usado para la transmisión de datos (por ejemplo, la SNR post-procesada para cada flujo de datos transmitido, como se recibe en la unidad de receptor).

En aún otra realización más, la CSI comprende un indicador de tasa de datos para el flujo de datos transmitidos. La calidad de un canal de transmisión que se usa para la transmisión de datos puede determinarse inicialmente (por ejemplo, en base a la SNR estimada para el canal de transmisión) y una tasa de datos correspondiente a la calidad del canal determinada puede identificarse a continuación (Por ejemplo, en base a una tabla de búsqueda). La tasa de datos identificada es indicativa de la tasa de datos máxima que pueden transmitirse en el canal de transmisión para el nivel requerido de rendimiento. A continuación, la tasa de datos se asigna y representa por un indicador de tasa de datos (DRI), que puede codificarse eficientemente. Por ejemplo, si (hasta) se soportan siete posibles tasas de datos por unidad de transmisor para cada antena de transmisión, entonces puede usarse un valor de 3 bits para representar el DRI en el que, por ejemplo, un cero puede indicar una tasa de datos de cero (es decir, no usar la antena de transmisión) y del 1 al 7 puede usarse para indicar siete tasas de datos diferentes. En una implementación típica, las mediciones de calidad (por ejemplo, estimaciones de SNR) se asignan directamente al DRI en base a, por ejemplo, una tabla de búsqueda.

En aún otra realización más, la CSI comprende una indicación del esquema de tratamiento específico para usarse en la unidad de transmisor para cada flujo de datos de transmisión. En esta realización, el indicador puede identificar el esquema de codificación específico y el esquema de modulación específico que se usa para el flujo de datos de transmisión de tal manera que se consigue el nivel deseado de rendimiento.

En aún otra realización más, la CSI comprende un indicador de diferencial de una medida específica de la calidad para un canal de transmisión. Inicialmente, la SNR o el DRI o alguna otra medición de la calidad para el canal de transmisión se determinan y notifican como un valor de medición de referencia. Posteriormente, el control de la calidad de la transmisión de canal continúa y se determina la diferencia entre la última medición notificada y la medición actual. La diferencia puede cuantificarse entonces a uno o más bits, y la diferencia cuantificada se asigna y representa por el indicador diferencial, que se notifica a continuación. El indicador diferencial puede indicar aumento o disminución de la última medición notificada para un tamaño de paso específico (o para mantener la última medición notificada). Por ejemplo, el indicador diferencial puede indicar que (1) la SNR observada para un canal de transmisión específico ha aumentado o disminuido para un tamaño de paso específico, o (2) la tasa de datos debería ajustarse mediante una cantidad específica, o algún otro cambio. La medición de referencia puede transmitirse periódicamente para asegurarse que no se acumulan los errores en los indicadores diferenciales y/o la recepción errónea de estos indicadores.

También pueden usarse otras formas de CSI y que están dentro del ámbito de la invención. En general, la CSI incluye información suficiente en cualquier forma que pueda usarse para ajustar el procesamiento en el transmisor de tal manera que se consigue el nivel deseado de rendimiento para los flujos de datos transmitidos.

La CSI puede derivarse en base a las señales transmitidas desde la unidad de transmisor y recibida en el unidad de receptor. En una realización, la CSI se deriva en base a una referencia piloto incluida en las señales transmitidas. Como alternativa o adicionalmente, la CSI puede derivarse en base a los datos incluidos en las señales transmitidas.

En aún otra realización más, la CSI comprende una o más señales transmitidas en el enlace inverso desde la unidad de receptor a la unidad de transmisor. En algunos sistemas, puede existir un grado de correlación entre los enlaces directos y de retroceso (por ejemplo, sistemas (TDD) duplicados por división de tiempo en los que el enlace ascendente y el enlace descendente comparten la misma banda en una manera multiplexada por división de tiempo). En estos sistemas, la calidad del enlace directo puede estimarse (a un grado requerido de precisión) en base a la calidad del enlace inverso, que puede estimarse en base a las señales (por ejemplo, señales piloto) transmitidas desde la unidad de receptor. Las señales piloto representarían entonces un medio para que el transmisor pueda estimar la CSI como observada por la unidad de receptor.

La calidad de la señal puede estimarse en la unidad de receptor en base a diversas técnicas. Algunas de estas técnicas se describen en las siguientes patentes, que se cedieron al cesionario de la presente solicitud:

- Patente de Estados Unidos N° 5.799.005, titulada "SYSTEM AND METHOD FOR DETERMINING RECEIVED PILOT POWER AND PATH LOSS IN A CDMA COMMUNICATION SYSTEM", expedida el 25 de agosto de 1998,
- Patente de Estados Unidos N° 5.903.554, titulada "METHOD AND APPARATUS FOR MEASURING LINK QUALITY IN A SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM", expedida el 11 de mayo de 1999,
- Patentes de Estados Unidos N° 5.056.109 y N° 5.265.119y, ambas tituladas "METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM", expedidas, respectivamente, el 8 de octubre de 1991 y el 23 de noviembre de 1993, y
- Patente de Estados Unidos N° 6.097.972, titulada "METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING POWER CONTROL SIGNALS IN CDMA MOBILE TELEPHONE SYSTEM", expedida el 1 de agosto de 2000.

También se describen diversos tipos de información para la CSI y diversos mecanismos de notificación CSI en la solicitud de patente de Estados Unidos número de serie 08/963.386, titulada "METHOD AND APPARATUS FOR HIGH RATE PACKET DATA TRANSMISSION," publicada el 3 de noviembre 1997, cedida al cesionario de la presente solicitud, y en "TIE/EIA/IS-856 cdma 2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification",

La CSI puede notificarse de nuevo al transmisor usando diversos esquemas de transmisión de CSI. Por ejemplo, la CSI puede enviarse en su totalidad, diferencialmente o una combinación de los mismos. En una realización, la CSI se notifica periódicamente y las actualizaciones diferenciales se envían en base a la CSI transmitida anteriormente. En otra realización, la CSI se envía sólo cuando hay un cambio (por ejemplo, si el cambio supera un límite específico), que puede disminuir la tasa efectiva del canal de retroalimentación. Como un ejemplo, las SNR pueden enviarse de nuevo (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 para alimentarse de nuevo. Como un ejemplo para un sistema OFDM, si la SNR que corresponde a un subcanal espacial específico para N_M subcanales de frecuencia es la misma, pueden notificarse la SNR y el primer y el último subcanales de frecuencia para los que esta condición es real. Pueden usarse otras técnicas de recuperación de error de canal de retroalimentación y compresión para reducir la cantidad de datos que se alimentan de nuevo para la CSI que también puede usarse y que están dentro del ámbito de la invención.

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

En el sistema 110, la señal de retroalimentación transmitida se recibe por las antenas 124, desmodulada por los demoduladores 122, y se proporciona a un procesador 132 de datos de RX, el procesador 132 de datos de RX realiza el procesamiento complementario al realizado por el procesador 162 de datos de TX y recupera la CSI notificada, que a continuación se proporciona y usa para ajustar el proceso mediante el procesador 114 de datos de TX y el procesador 120 de MIMO de TX.

El sistema 110 transmisor puede ajustar (es decir, adaptar) su procesamiento en base a la CSI (por ejemplo, la información SNR) de receptor del sistema 150. Por ejemplo, la codificación para cada canal de transmisión puede ajustarse de manera que la tasa de bits de información lleva la capacidad de transmisión soportada mediante la SNR de canal. Adicionalmente, el esquema de modulación para la canal de transmisión puede seleccionarse en base a la SNR del canal. También, puede ajustarse otro procesamiento (por ejemplo, el entrelazado) y que está dentro del ámbito de la invención. El ajuste del procesamiento para cada canal de transmisión en base al SNR determinado para el canal permite al sistema MIMO conseguir un alto rendimiento (es decir, un alto rendimiento o tasa de bits para un nivel de rendimiento específico). El procesamiento adaptable puede aplicarse a un sistema MIMO de portadora única o a un sistema MIMO basado en portadora múltiple (por ejemplo, un sistema MIMO que utiliza OFDM).

El ajuste en la codificación y/o la selección del esquema de modulación en el sistema transmisor puede conseguirse en base a numerosas técnicas, una de las cuales se describe en la solicitud de patente de Estados Unidos número de serie 09/776.975 mencionada anteriormente.

35 Esquemas de funcionamiento del sistema MIMO

Diversos esquemas de funcionamiento pueden implementarse para un sistema MIMO que emplea procesamiento del transmisor adaptable (que depende de la CSI disponible) y técnicas de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva descritos en el presente documento. Algunos de estos esquemas de funcionamiento se describen en más detalle a continuación.

En un esquema funcional, el esquema de codificación y modulación para cada canal de transmisión se selecciona en base a la capacidad de transmisión del canal, tal como se determina mediante la SNR del canal. Este esquema puede proporcionar rendimiento mejorado cuando se usa en combinación con la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva, tal como se describe con más detalle a continuación. Cuando hay una gran disparidad entre el peor caso y el mejor caso de los canales de transmisión (es decir, los emparejamientos de antena de emisión recepción), la codificación puede seleccionarse para introducir una redundancia suficiente para permitir que el sistema receptor recupere el flujo de datos original. Por ejemplo, la peor antena de transmisión puede haberse asociado con una SNR pobre en la salida del receptor. El código (FEC) de corrección de errores directo se selecciona a continuación para que sea lo suficientemente potente como para permitir que los símbolos transmitidos desde la peor antena de transmisión se reciban correctamente en el sistema receptor. En la práctica, la capacidad de corrección de errores mejorada se consigue a costa de una mayor redundancia, lo que implica un sacrificio en el rendimiento general. Por lo tanto, hay una compensación en términos de rendimiento reducido para una mayor redundancia usando la codificación FEC.

Cuando el transmisor se proporciona a la SNR por la señal transmitida recuperada, pueden usarse una codificación diferente y/o un esquema de modulación para cada señal transmitida. Por ejemplo, pueden seleccionarse una codificación específica y un esquema de modulación para cada señal transmitida en base a su SNR de manera que las tasas de error asociadas con las señales de transmisión son aproximadamente iguales. De esta manera, el rendimiento no es dictado por la SNR del peor caso de la señal transmitida.

Como un ejemplo, considerar un sistema MIMO 4 x 4 con 4 antenas de transmisión y 4 de recepción y que emplea la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva descrito en el presente documento. Para este ejemplo, la SNR para las cuatro señales transmitidas son 5 dB, 8,5 dB, 13 dB, y 17,5 dB. Si se usa el mismo esquema de codificación y modulación para las cuatro señales transmitidas, el esquema seleccionado sería dictado por la señal transmitida que tiene la SNR de 5 dB. Usando la información dada en la tabla 1, cada antena de transmisión emplearía una tasa de codificación de 3/4 y la modulación QPSK, dando una eficiencia de modulación total de 6 bits de información/símbolo, o 1,5 bits de información/símbolo/señal transmitida.

Con la CSI disponible, el transmisor puede seleccionar los siguientes esquemas de codificación y modulación para las cuatro señales transmitidas, como se muestra en la tabla 2.

Tabla 2

SNR (dB)	Tasa de codificación	Símbolos de modulación	# de bits de información /símbolos
5	3/4	QPSK	1,5
8,5	5/8	16-QAM	2,5
13	7/12	64-QAM	3,5
17,5	5/6	64-QAM	5

Mediante el ajuste del esquema de codificación y modulación en el transmisor en base a la CSI disponible, la eficiencia de modulación eficaz conseguida es más que el doble de 12,5 bits/símbolo frente a 6 bits/símbolo sin CSI. La tasa de error descodificada para cada una de las señales de transmisión será aproximadamente igual desde el esquema de codificación y modulación que se seleccionó para conseguir este nivel de rendimiento.

Con el procesamiento adaptable en el sistema transmisor en base a la CSI disponible, la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva puede alterarse para aprovechar el hecho de que las tasas de error de bit para las señales transmitidas son aproximadamente iguales. Si el esquema de codificación y modulación usado en cada señal transmitida proporciona una tasa de error descodificada equivalente, entonces el procedimiento de clasificación (es decir, de la más alta SNR a la más baja) puede omitirse desde el procesamiento del receptor, lo que puede simplificar el procesamiento. En la implementación práctica, puede haber ligeras diferencias en las tasas de error descodificadas para las señales transmitidas. En este caso, puede clasificarse la SNR para las señales transmitidas (después del procesamiento lineal o no lineal) y seleccionarse la mejor SNR post-procesada mediante la primera detección (es decir, demodulación y descodificación), como se describe anteriormente.

Con la CSI disponible en el transmisor, el rendimiento ya no es dictado por el peor caso de la señal transmitida ya que los esquemas de codificación y modulación se seleccionan para proporcionar un nivel específico de rendimiento (por ejemplo, una VER específica) en cada canal de transmisión en base a la SNR del canal. Ya que la codificación FEC se aplica a cada canal de transmisión independientemente, se usa la cantidad mínima de redundancia requerida para cumplir con el nivel deseado de rendimiento, y el rendimiento se maximiza. El rendimiento alcanzable con el procesamiento del transmisor adaptable en base a la CSI (por ejemplo, SNR) y el procesamiento del receptor de cancelación sucesivos rivaliza con el de un esquema de procesamiento de CSI total (en el que una caracterización total está disponible para cada par de antenas de transmisión recepción) bajo ciertas condiciones de funcionamiento, como se describe en detalle a continuación.

En otro esquema de funcionamiento, el transmisor no proporciona la SNR conseguida para cada canal de transmisión, pero puede proporcionarse con un solo valor indicativo de la SNR promedio para todos los canales de transmisión, o posiblemente alguna información que indique que las antenas de transmisión se usan para la transmisión de datos. En este esquema, el transmisor puede emplear el mismo esquema de codificación y modulación en todas las antenas de transmisión usadas para la transmisión de datos, que puede ser un subconjunto de las N_T antenas de transmisión disponibles. Cuando se usa el mismo esquema de codificación y modulación en todas las antenas de transmisión, puede comprometerse el rendimiento. Esto es porque el rendimiento general de la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva depende de la capacidad de descodificar cada señal transmitida libre de error. Esta detección correcta es importante para anular de manera eficaz la interferencia debida a la señal de transmisión recuperada.

Mediante el uso del mismo esquema de codificación y modulación para todas las señales transmitidas, la señal transmitida recuperada con el peor SNR tendrá la mayor tasa de error descodificada. Esto, en última instancia limita el rendimiento del sistema MIMO que desde el esquema de codificación y modulación se selecciona de manera que la tasa de error asociada con el peor caso de la señal transmitida cumple con los requisitos de la tasa de error general. Para mejorar la eficacia, pueden usarse antenas de recepción suplementarias para proporcionar el rendimiento de la tasa de error mejorado en la primera señal transmitida recuperada. Al emplear más antenas de recepción que antenas de transmisión, el rendimiento de la tasa de error de la primera señal transmitida recuperada tiene un orden de diversidad de $(N_R - N_T + 1)$ y se aumenta la fiabilidad.

En aún otro esquema de funcionamiento, los flujos de datos transmitidos son "un ciclo" a través de todas las antenas de transmisión disponibles. Este esquema mejora las estadísticas de SNR para cada una de las señales

transmitidas recuperadas ya que los datos transmitidos no están sometidos al peor caso de canal de transmisión, sino que están sometidos a todos los canales de transmisión. El decodificador asociado con un flujo de datos específico se presenta eficazmente con "decisiones suaves" que son representativas del promedio de todos los posibles pares de antenas de transmisión recepción. Este esquema de funcionamiento se describe en mayor detalle en la solicitud de patente europea número de serie 99302692.1, titulada " WIRELESS COMMUNICATIONS SYSTEM HAVING A SPACE-TIME ARCHITECTURE EMPLOYING MULTI-ELEMENT ANTENNAS AT BOTH THE TRANSMITTER AND RECEIVER. ".

La técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva permite a un sistema MIMO utilizar las dimensionalidades adicionales creadas por el uso de múltiples antenas de transmisión y de recepción, lo que es una ventaja importante por emplear MIMO. Dependiendo de las características del canal MIMO, se pueden usar una técnica de equalización espacial lineal (por ejemplo, CCMI o MMSE) o una técnica de equalización de espacio tiempo (por ejemplo, MMSE-LE, DFE, o MLSE) para procesar las señales recibidas. La técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva, cuando se usa en combinación con el procesamiento de transmisor adaptable en base a la CSI disponible, pueden permitir el mismo número de símbolos de modulación para transmitirse por cada franja de tiempo que para un sistema MIMO que utiliza la CSI completa.

Otras técnicas de procesamiento del receptor lineales y no lineales pueden usarse también junto con la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva y la técnica de procesamiento del transmisor adaptable, y esto está dentro del ámbito de la invención. Análogamente, las figuras 6A a 6C representan realizaciones de tres técnicas de procesamiento del receptor capaces de procesar una transmisión MIMO y determinar las características de los canales de transmisión (es decir, la SNR). Pueden contemplarse otros diseños del receptor en base a las técnicas presentadas en el presente documento y a otras técnicas de procesamiento del receptor y que están dentro del ámbito de la invención.

Las técnicas de procesamiento del receptor lineales y no lineales (por ejemplo, CCMI, MMSE, MMSE-LE, DFE, MLSE y otras técnicas) también se pueden usar de una manera sencilla sin procesamiento adaptable en el transmisor cuando sólo la señal SNR recibida general o el rendimiento general alcanzable estimado en base a tales SNR es retroalimentado. En una implementación, se determina un formato de modulación en base a la estimación de SNR recibida o al rendimiento estimado, y el mismo formato de modulación se usa para todos los canales de transmisión. Este procedimiento puede reducir el rendimiento del sistema general, pero también puede reducir en gran medida la cantidad de información enviada de nuevo sobre el enlace inverso.

Rendimiento del sistema

La mejora en el rendimiento del sistema puede realizarse con el uso de la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva y la técnica de procesamiento del transmisor adaptable en base a la CSI disponible. El rendimiento del sistema con retroalimentación CSI puede calcularse y compararse contra el rendimiento con retroalimentación de CSI completa. El rendimiento del sistema puede definirse como:

$$C = \sum_{i=1}^{N_c} \log_2 (1 + \gamma_i) , \quad \text{Ec (54)}$$

en la que γ_i es la SNR de cada símbolo de modulación recibido. La SNR para algunas de las técnicas de procesamiento del receptor está sumariada anteriormente.

La figura 9A muestra la mejora en la SNR para una configuración 4x4 del canal MIMO usando la técnica de procesamiento del receptor de cancelación sucesiva. Los resultados se obtienen a partir de una simulación por ordenador. En la simulación, se hacen las siguientes suposiciones: (1) canales de desvanecimiento Rayleigh independientes entre pares de antenas receptoras transmisoras (es decir, ninguna correlación serie), (2) cancelación de interferencia total (es decir, no hay errores de decisión que se hacen en el proceso descodificación y las estimaciones precisas de canal están disponibles en el receptor). En la aplicación práctica, las estimaciones de canal no son totalmente exactas, y puede usarse un factor de retroceso en el esquema de modulación seleccionado para cada flujo de datos transmitido. Además, es probable que ocurran algunos errores de decisión en la detección de cada flujo de datos transmitido. Esta probabilidad puede reducirse si se codifican de forma individual los flujos de datos transmitidos independientemente, lo que permitiría entonces al receptor decodificar los flujos de datos independientemente, lo que puede reducir entonces la probabilidad de errores de decisión. En este caso, los datos descodificados se vuelven a codificar para construir la estimación de interferencia usada en la cancelación de interferencia sucesiva.

Como se muestra en la figura 9A, la primera señal recuperada de transmisión tiene la peor distribución SNR. Cada señal transmitida recuperada posterior mejora la distribución SNR, teniendo la señal transmitida recuperada final (es decir, la cuarta en este ejemplo) la mejor distribución SNR general. También se muestra la distribución de la SNR promedio formada por la suma de las SNR de las señales transmitidas individuales y dividiendo por cuatro. La distribución SNR conseguida sin equalización espacial sucesiva y sin cancelación de interferencia se da por la distribución SNR para la primera señal transmitida recuperada. En la comparación de la distribución de la SNR para

la primera señal transmitida recuperada con la distribución SNR promedio, se puede observar que la ecualización espacial y la técnica de cancelación de interferencia mejoran la eficacia de la SNR en el receptor.

5 La figura 9B muestra el rendimiento medio para un número de técnicas de procesamiento de recepción, incluyendo (1) la técnica de ecualización espacial lineal (sin cancelación de interferencia), (2) la técnica de ecualización espacial y cancelación de interferencia, y (3) la técnica de CSI total. Para cada uno de estos esquemas, el transmisor se proporciona tanto a una CSI parcial o total para todas las señales transmitidas, y los datos para cada señal transmitida se codifican y modulan en base a la SNR. En las representaciones gráficas mostradas en la figura 9B se usan las técnicas CCMI y MMSE para la técnica de ecualización espacial lineal.

10 La figura 9B muestra la capacidad teórica (representación 920 gráfica) conseguida cuando se usa la CSI total de procesamiento en base a la descomposición del canal MIMO en modos propios. La figura 9B muestra además, que los rendimientos tanto para la técnica CCMI (representación 924 gráfica) como para la técnica MMSE (representación 922 gráfica) con CSI parciales pero sin cancelación de interferencia tienen menor rendimiento que la capacidad límite (representación 920 gráfica).

15 Ya que la capacidad es proporcional a la SNR, como se muestra en la ecuación (20), y la SNR mejora con el uso de la cancelación de interferencia sucesiva, la capacidad mejora en promedio usando la ecualización espacial y la técnica de cancelación de interferencia. Usando la ecualización espacial (con CCMI) y la técnica de cancelación de interferencia y la CSI parcial, el rendimiento (representación gráfica 926) se mejora sólo a través de los esquemas de ecualización espacial (representaciones gráficas 922 y 924), con el rendimiento mejora más al aumentar la SNR. Usando la ecualización espacial (con MMSE) y la técnica de cancelación de interferencia y la CSI parcial, el rendimiento (representación gráfica 928) es idéntico a la capacidad límite (representación gráfica 920), lo que representa un rendimiento del sistema extraordinario. La representación gráfica 920 asume estimaciones de canal perfectas y que no hay errores de decisión. La estimación de rendimiento mostrada en la figura 9B para la ecualización espacial sucesiva y la técnica de cancelación de interferencia con el procesamiento de CSI parcial puede degradarse bajo implementaciones prácticas debido a la cancelación de interferencia imperfecta y los errores de detección.

25 La figura 9C muestra el rendimiento medio para la ecualización espacio tiempo sucesiva (con MMSE-LE) y la técnica de cancelación de interferencia con el procesamiento del transmisor adaptable en base a la CSI de un sistema MIMO 4x4. Las representaciones gráficas se obtienen mediante un promedio sobre un gran número de realizaciones estáticas de un modelo de canal dispersivo (es decir, VehA). La figura 9C muestra la capacidad límite (representación gráfica 930) y el rendimiento de la técnica MMSE-LE con cancelación de interferencia (representación gráfica 934) y sin cancelación de interferencia sucesiva (representación gráfica 932). El rendimiento de procesamiento para el MMSE-LE sin la técnica de cancelación de interferencias sucesiva (representación gráfica 932) degrada los valores de SNR más altos. El rendimiento de procesamiento para el MMSE-LE con la técnica de cancelación de interferencias sucesiva (representación gráfica 934) está cerca de la capacidad del canal, que representa un alto nivel de rendimiento.

30 Los elementos de los sistemas de transmisor y receptor pueden implementarse con uno o más procesadores (DSP) de señal digital, circuitos (ASIC) integrados de aplicación específica, procesadores, microprocesadores, controladores, microcontroladores, series de puertas programables de campo (FPGA), dispositivos lógicos programables, otras unidades electrónicas o cualquier combinación de los mismos. También, algunas de las funciones y procesamientos descritos en el presente documento pueden implementarse con el software ejecutado en un procesador.

35 Ciertos aspectos de la invención pueden implementarse con una combinación de software y hardware. Por ejemplo, los cálculos para las estimaciones de símbolos para la ecualización espacial lineal, la ecualización de espacio tiempo y la derivación de la SNR de canal pueden realizarse en base a códigos de programas ejecutados en un procesador (controladores 540 de la FIG. 5).

40 Para mayor claridad, la arquitectura del receptor representada en la figura 5 incluye una número de etapas de procesamiento de recepción, una etapa para cada flujo de datos a descodificar. En algunas implementaciones, estas etapas múltiples pueden implementarse con una única unidad de hardware o un único módulo de software que se puede ejecutar para cada etapa. De esta manera, el hardware o el software pueden compartirse en tiempo para simplificar el diseño del receptor.

45 Los encabezamientos se incluyen en el presente documento para referencia y para ayudar en la localización de secciones determinadas. Con estos encabezamientos no se pretende limitar el ámbito de los conceptos descritos bajo los mismos, y estos conceptos pueden tener aplicabilidad en otras secciones a lo largo de toda la memoria descriptiva.

55 La descripción anterior de las realizaciones desveladas se proporciona para permitir a cualquier experto en la materia hacer o usar la presente invención. Por lo tanto, la presente invención no está destinada a limitarse a las realizaciones mostradas en el presente documento sino que debe concedérsele el ámbito más amplio consistente con los principios y las características novedosas desveladas en el presente documento.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para procesar datos en una unidad de receptor en un sistema de comunicación de múltiple entrada múltiple salida MIMO, que comprende:
 - 5 procesar una pluralidad de señales de entrada que tienen incluidas en ellas mismas una pluralidad de flujos de símbolo correspondientes a uno o más flujos de datos para proporcionar un flujo de datos descodificado para uno de la pluralidad de los flujos de símbolo;
 derivar una pluralidad de señales modificadas en base a las señales de entrada y que tienen componentes debidos al flujo de datos descodificado eliminado aproximadamente; el procedimiento **caracterizado porque** comprende los pasos de:
 - 10 seleccionar un flujo de símbolo a partir de la pluralidad de flujos de símbolo para cada una de la una o más iteraciones, una iteración para cada flujo de datos a descodificarse;
 - realizar el procesamiento y realizar la derivación del flujo de símbolo seleccionado para cada una de la una o más iteraciones, y en el que las señales de entrada para cada iteración posterior a una primera iteración son las señales modificadas de una iteración precedente; y
 - 15 determinar la información de estado del canal CSI, para cada uno de los flujos de datos descodificados indicativa de las características de un canal MIMO usado para transmitir los flujos de datos, en el que los flujos de datos se procesan de forma adaptable en una unidad de transmisor en base a parte en la CSI.
 2. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que se omite la derivación de una última iteración,
 3. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el procesamiento incluye
 - 20 procesar las señales de entrada de acuerdo con un esquema de procesamiento de recepción específico para proporcionar la pluralidad de flujos de símbolo, y
 procesar un flujo seleccionado de uno o más flujos de símbolo para proporcionar el flujo de datos descodificado.
 4. El procedimiento de la reivindicación 3, que comprende además:
 - 25 para cada iteración, estimar una calidad de cada uno de una pluralidad de flujos de símbolo sin procesar incluidos en las señales entrada; y
 en el que seleccionar el flujo de símbolo comprende seleccionar un flujo de símbolo sin procesar para el procesamiento en base a las calidades estimadas para la pluralidad de flujos de símbolo sin procesar.
 5. El procedimiento de la reivindicación 4, en el que la calidad de cada flujo de símbolo sin procesar se estima en base a la relación señal/ruido más interferencia, SNR, o
 - 30 en el que el flujo de símbolo sin procesar que tiene la mejor calidad estimada se selecciona para su procesamiento.
 6. El procedimiento de la reivindicación 3, en el que el esquema de procesamiento de recepción realiza un procesamiento espacial lineal de las señales de entrada.
 7. El procedimiento de la reivindicación 6, en el que el esquema de procesamiento de recepción implementa una inversión de la matriz de correlación de canal, técnica CCMI; o
 - 35 el esquema de procesamiento de recepción implementa una técnica de mínimo error cuadrático medio (MMSE); o
 el esquema de procesamiento de recepción implementa una técnica de procesamiento de la CSI total.
 8. El procedimiento de la reivindicación 3, en el que el esquema de procesamiento de recepción realiza el procesamiento espacio tiempo de las señales de entrada.
 9. El procedimiento de la reivindicación 8, en el que el esquema de procesamiento de recepción implementa un ecualizador de espacio tiempo lineal de mínimo error cuadrático medio MMSE-LE, o
 - 40 el esquema de procesamiento de recepción implementa un ecualizador espacio tiempo retroalimentado de decisión DFE, o
 el esquema de procesamiento de recepción implementa un estimador de máxima verosimilitud de secuencia, MLSE.
 10. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la derivación incluye generar un flujo de símbolo remodulado en base al flujo de datos descodificado;
 - 45 formar una pluralidad de señales de interferencia en base al flujo de símbolo remodulado; y eliminar las señales de interferencia de las señales de entrada para derivar las señales modificadas que sirven como señales de entrada para una iteración siguiente.
 11. El procedimiento de la reivindicación 10, en el que las señales de interferencia se forman en base a una matriz \underline{H} de coeficiente de canal indicativa de las características de canal MIMO.
 - 50 12. El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende además:
 transmitir la CSI desde la unidad de receptor a la unidad de transmisor.

13. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la CSI comprende la relación señal/ruido más interferencia, la SNR estima para cada uno de uno o más canales de transmisión que compone el canal MIMO, o la CSI comprende caracterizaciones para uno o más canales de transmisión que componen el canal MIMO; o la CSI comprende una indicación de una tasa de datos específicos soportada por cada uno de uno o más canales de transmisión usado para la transmisión de datos, o la CSI comprende una indicación de un esquema de procesamiento específico para usarse por cada uno de uno o más de canales de transmisión, o la CSI comprende mediciones de señal y mediciones de ruido más interferencia para uno o más canales de transmisión, o la CSI comprende mediciones de señal, mediciones del ruido y mediciones de interferencia para uno o más canales de transmisión; o la CSI comprende mediciones de la relación señal/ruido y de interferencia para uno o más canales de transmisión; o la CSI comprende componentes de señal y ruido más componentes de interferencia para uno o más canales de transmisión; o la CSI comprende indicaciones de cambios en las características de uno o más canales de transmisión; o la CSI se determina en la unidad de receptor y se notifica a la unidad de transmisor; o la CSI se determina en la unidad de transmisor en base a una o más señales transmitidas por la unidad de receptor.
14. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que cada flujo de datos se codifica en la unidad de transmisor de acuerdo con un esquema de codificación seleccionado en base a la CSI para el canal de transmisión usado para transmitir el flujo de datos.
15. El procedimiento de la reivindicación 14, en el que cada flujo de datos se codifica independientemente de acuerdo con un esquema de codificación seleccionado en base a la CSI para el canal de transmisión usado para transmitir el flujo de datos.
16. El procedimiento de la reivindicación 14, en el que además, cada flujo de datos está modulado de acuerdo con un esquema de modulación seleccionado en base a la CSI para el canal de transmisión usado para transmitir el flujo de datos.
17. El procedimiento de la reivindicación 16, en el que los esquemas de codificación y modulación se seleccionan en la unidad de transmisor en base a la CSI; o los esquemas de codificación y modulación se indican por la CSI.
18. El procedimiento de la reivindicación 3, en el que el procesamiento del flujo de símbolo seleccionado incluye demodular el flujo de símbolo para proporcionar los símbolos desmodulados y descodificar los símbolos desmodulados para proporcionar el flujo de datos descodificado.
19. El procedimiento de la reivindicación 18, en el que el procesamiento del flujo de símbolo seleccionado incluye, además, el desentrelazado de los símbolos desmodulados, en el que la descodificación se realiza en los símbolos desentrelazados para proporcionar el flujo de datos descodificado.
20. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el sistema MIMO implementa la modulación por división de frecuencia ortogonal, OFDM.
21. El procedimiento de la reivindicación 20, en el que el procesamiento en la unidad de receptor se realiza independientemente para cada uno de una pluralidad de subcanales de frecuencia.
22. Un sistema (150a) de comunicación de múltiple entrada múltiple salida, MIMO, que comprende una unidad (152a) de receptor que comprende; una pluralidad de procesadores (154) frontales configurados para procesar una pluralidad de señales recibidas para proporcionar una pluralidad de flujos de símbolo recibidos, el sistema **caracterizado porque** comprende:
 al menos un procesador (510) de recepción acoplado a los procesadores frontales y configurado para seleccionar un flujo de símbolo a partir de una pluralidad de flujos de símbolo recibidos, para procesar el flujo de símbolo seleccionado para proporcionar un flujo de datos descodificado, y para derivar una pluralidad de señales modificadas en base a las señales recibidas y que tiene componentes debido al flujo de datos descodificado eliminado aproximadamente;
 cada procesador (510) de recepción incluye una pluralidad de etapas de procesamiento, cada etapa configurada para procesar los flujos de símbolo de entrada para proporcionar un flujo de datos descodificado respectivo y la información de estado de canal, la CSI asociada con el flujo de datos descodificado, y para proporcionar selectivamente flujos de símbolo modificados para una etapa siguiente, en el que los flujos de símbolo de entrada para cada etapa posterior a la primera etapa son los flujos de símbolo modificados a partir de una etapa precedente, y un procesador de transmisión configurado para recibir y procesar la CSI asociada con los flujos de datos descodificados para transmisión desde la unidad de receptor, en el que los flujos de datos se procesan de forma adaptable previos a la transmisión en base a parte en la CSI.
23. El sistema MIMO de la reivindicación 22, en el que cada etapa de procesamiento excepto una última etapa que

incluye un procesador (520) de canal configurado para procesar los flujos de símbolo de entrada proporciona un flujo de datos descodificado, y
un cancelador (530) de interferencia configurado para derivar los flujos de símbolo modificados en base al flujo de datos descodificado y los flujos de símbolos de entrada.

- 5 24. El sistema MIMO de la reivindicación 23, en el que cada procesador (520) de canal incluye un procesador de entrada configurado para procesar los flujos de símbolo de entrada para proporcionar un flujo de símbolo recuperado, y un procesador de datos configurado para procesar el flujo de símbolo recuperado para proporcionar el flujo de datos descodificado.
- 10 25. El sistema MIMO de la reivindicación 24, en el que cada procesador de entrada incluye un primer procesador configurado para procesar los flujos de símbolo de entrada de acuerdo con un esquema de procesamiento de recepción lineal o no lineal para proporcionar el flujo de símbolo recuperado, y un estimador de calidad de canal configurado para estimar una calidad del flujo de símbolo recuperado.
- 15 26. El sistema MIMO de la reivindicación 25, en el que la calidad estimada comprende una relación señal/ruido más interferencia, SNR, o el estimador de calidad de canal está configurado además para proporcionar una indicación de una tasa de datos soportada para la recuperación del flujo de símbolo en base a la estimación de calidad, o el estimador de calidad de canal está configurado además para proporcionar una indicación de un esquema de procesamiento específico para usarse en una unidad de transmisor para el flujo de símbolo recuperado en base a la
- 20 estimación de calidad, o la calidad estimada comprende una señal de error indicativa de ruido borrado más el nivel de interferencia en la salida de la unidad de receptor, o el primer procesador realiza el procesamiento espacial lineal en los flujos de símbolo de entrada; o el primer procesador realiza el procesamiento espacio tiempo en los flujos de símbolo de entrada.

25

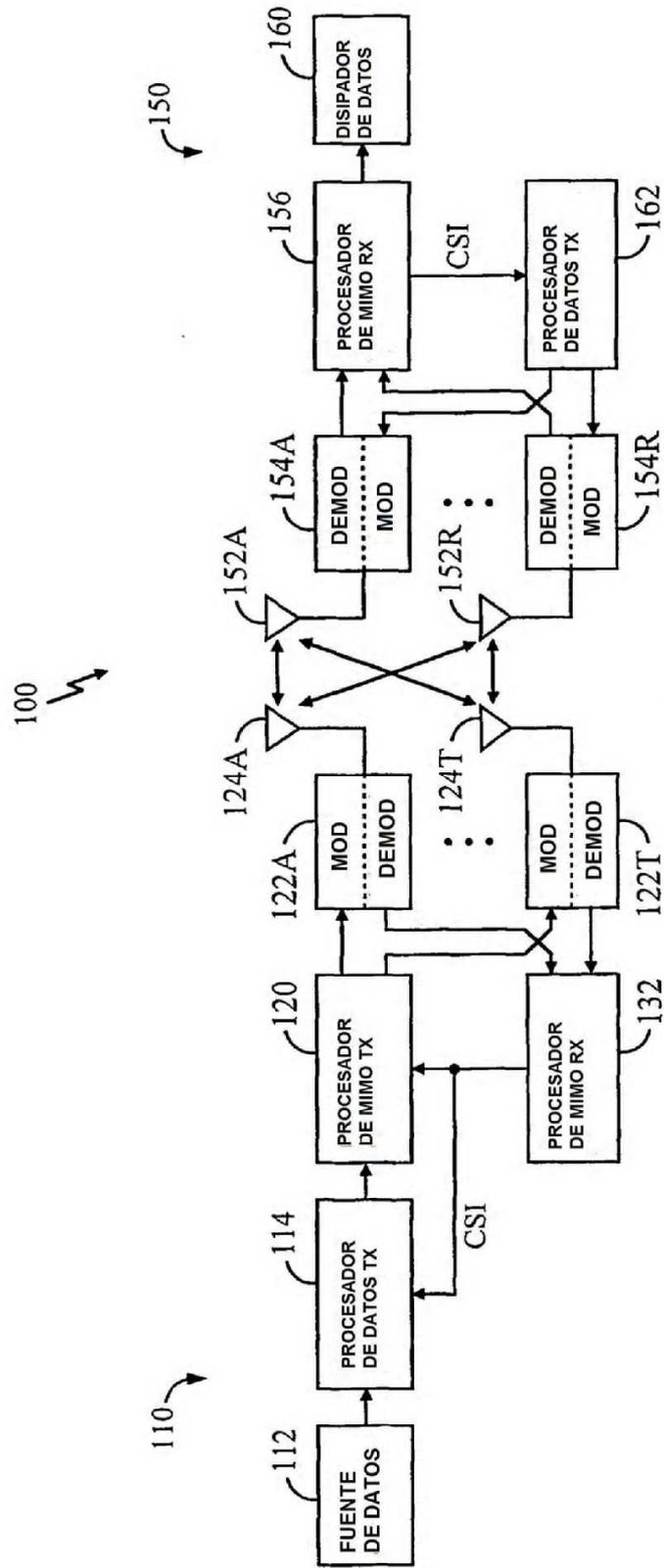


FIG. 1

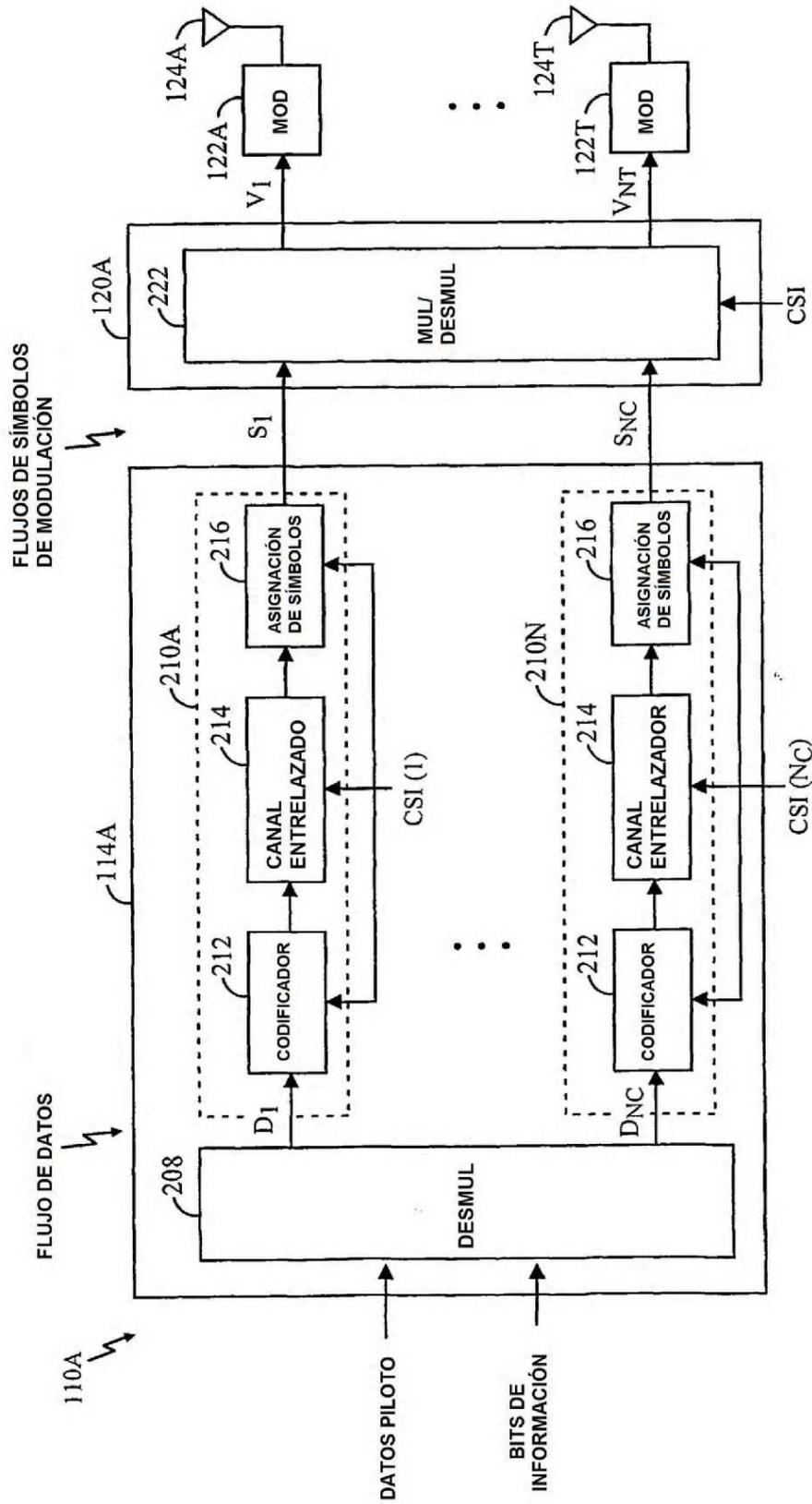


FIG. 2

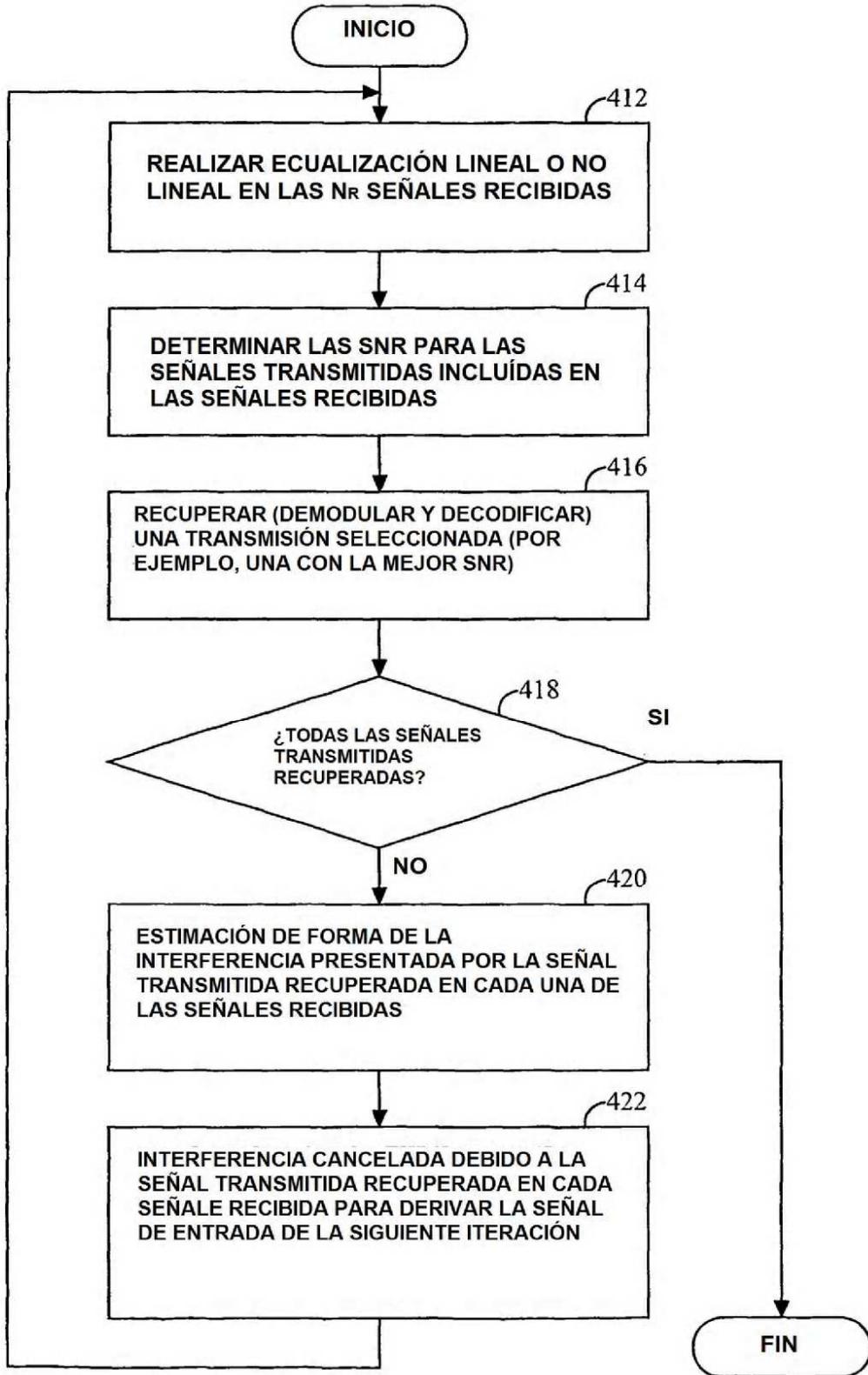


FIG. 4

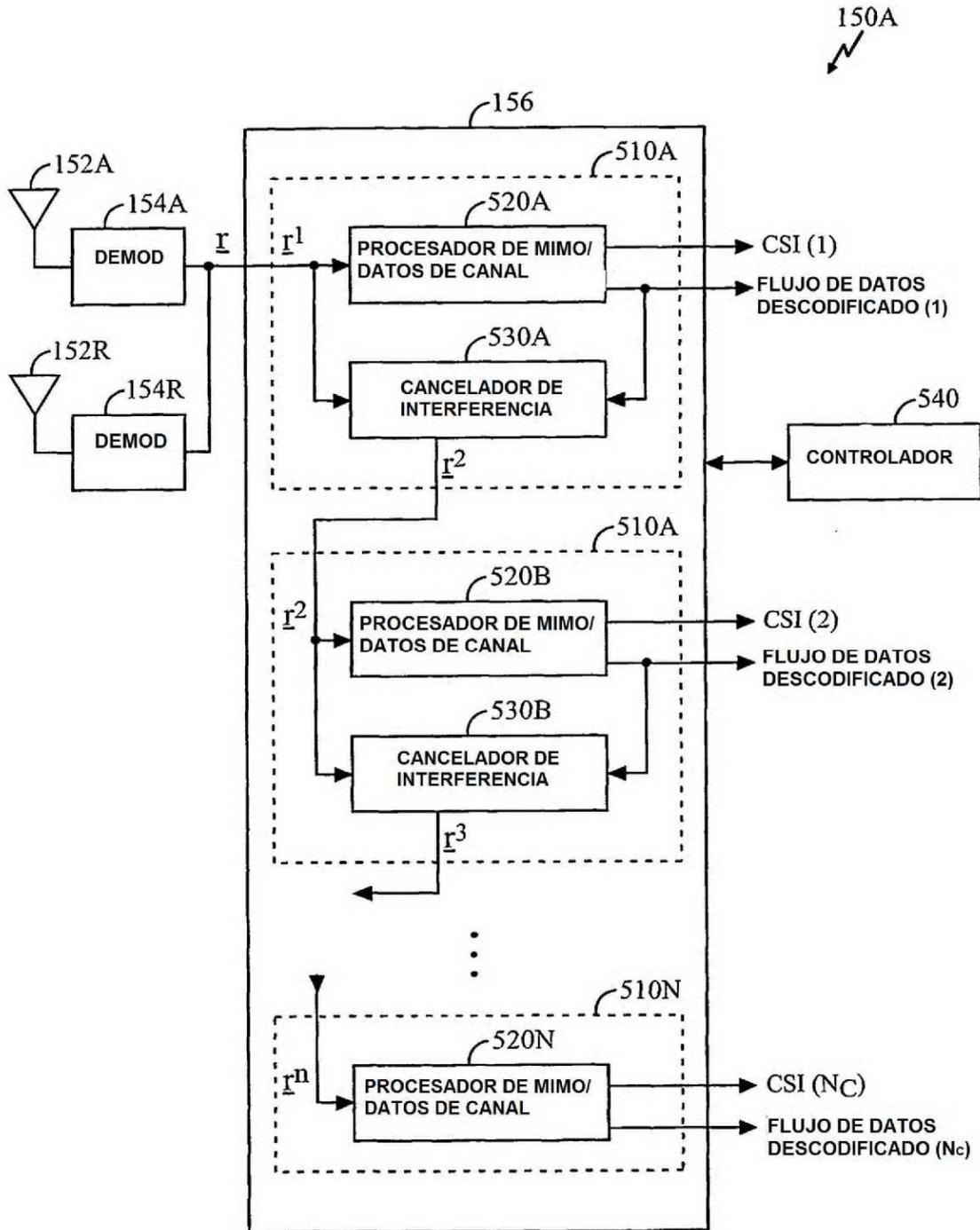


FIG. 5

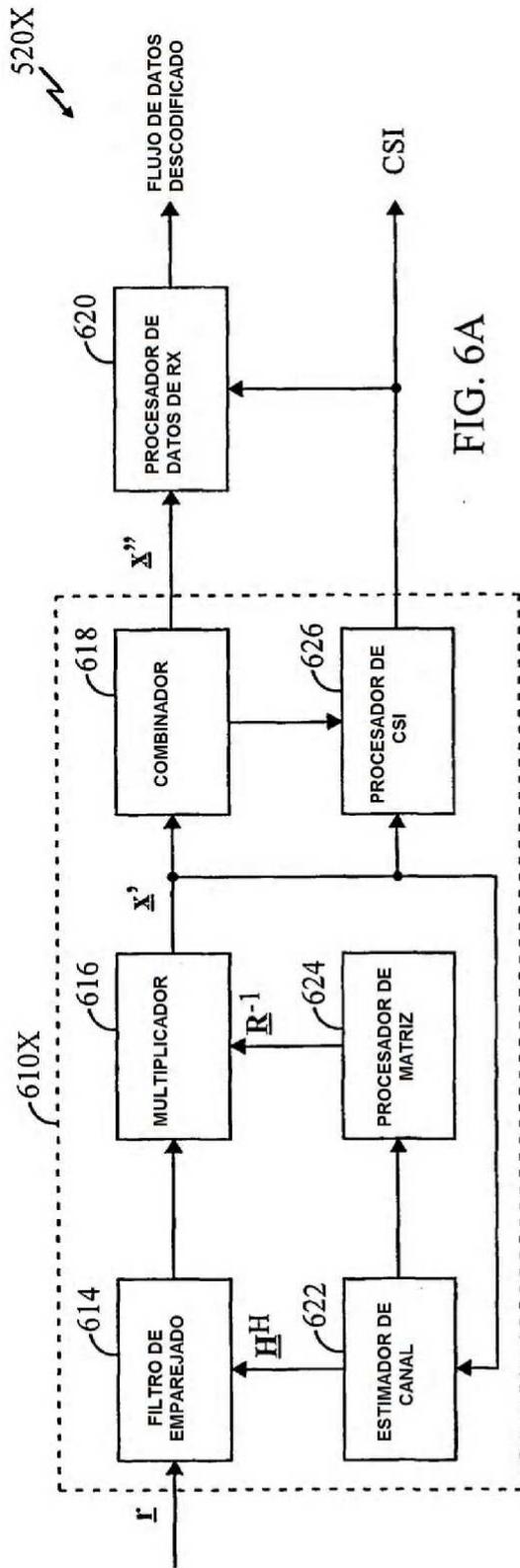


FIG. 6A

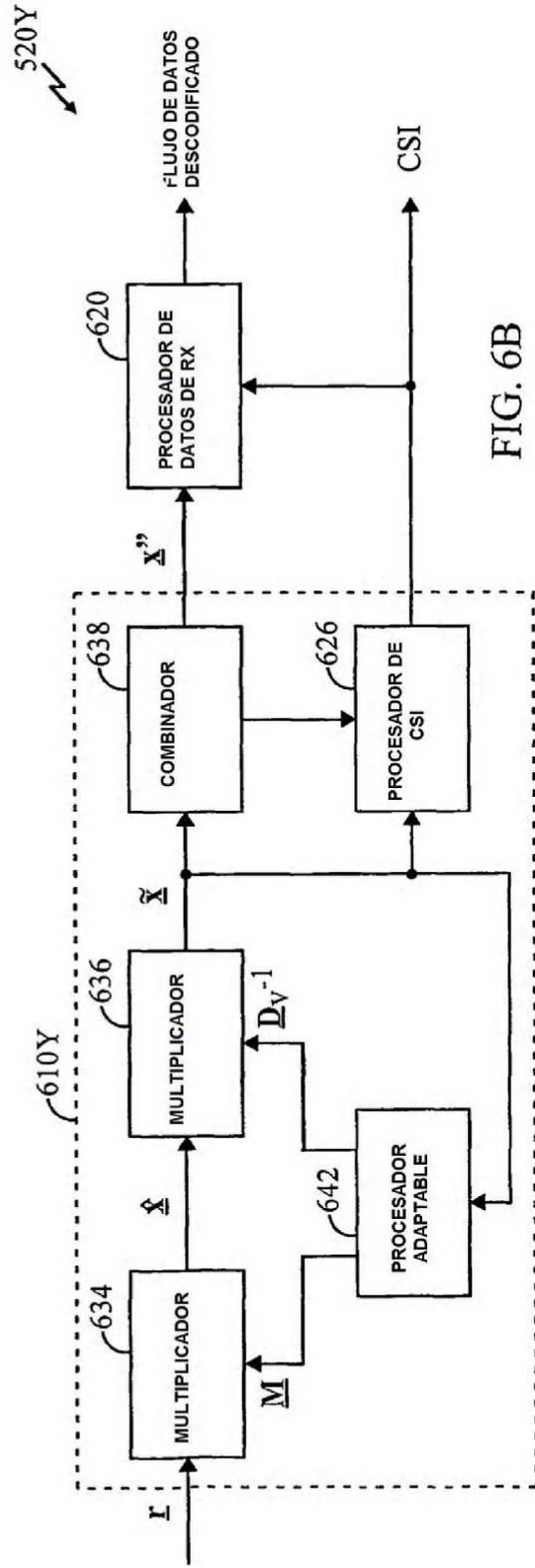


FIG. 6B

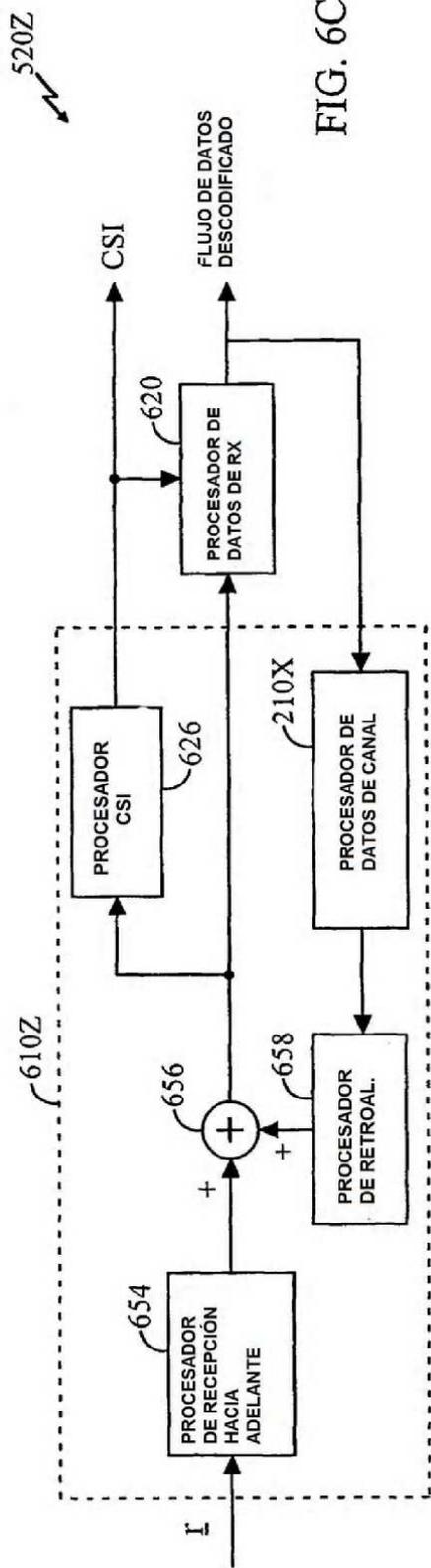


FIG. 6C

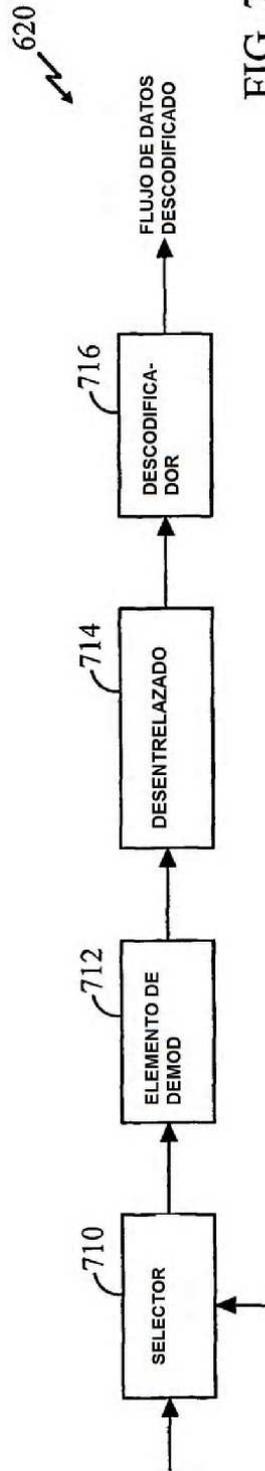


FIG. 7

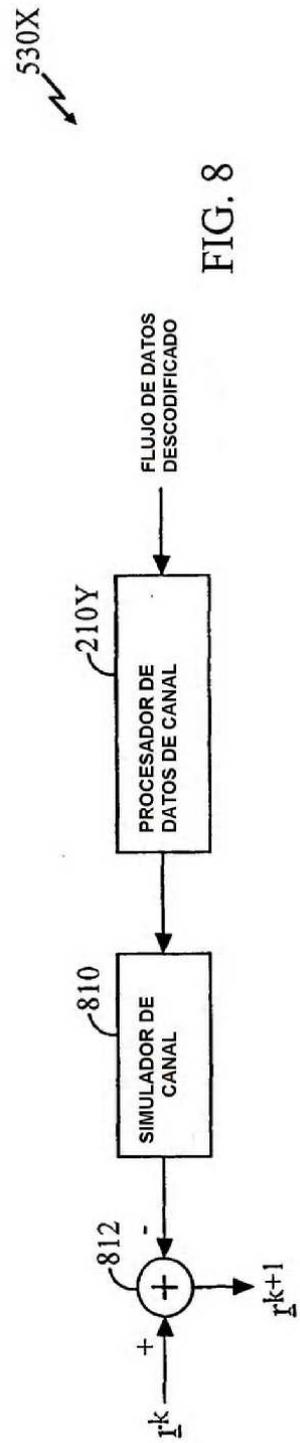


FIG. 8

4 X 4 (ORDENADO) PROCESAMIENTO DE RECEPTOR DE CANCELACIÓN
SUCESIVA Y MEDIA DE LA DISTRIBUCIÓN DE SNR

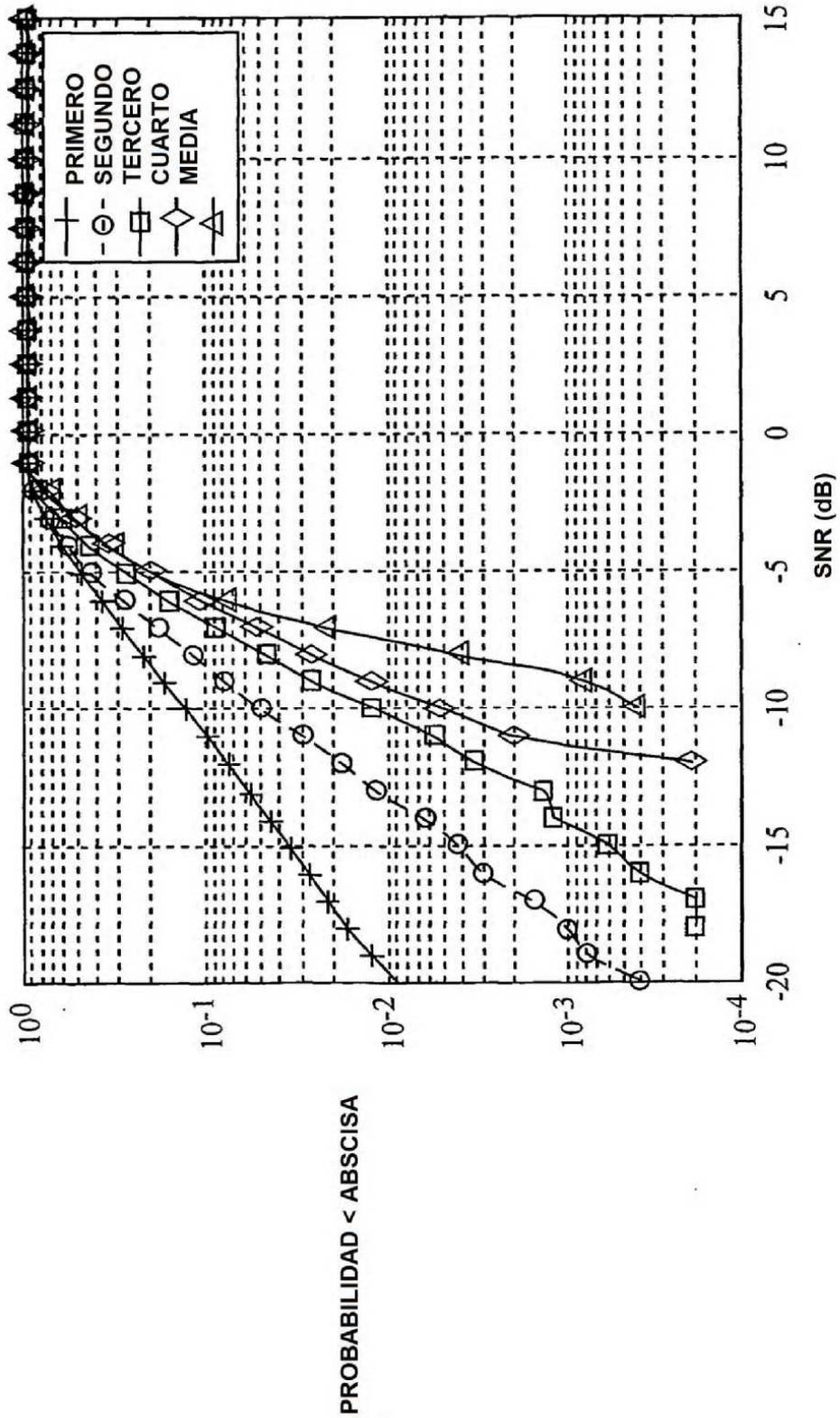


FIG. 9A

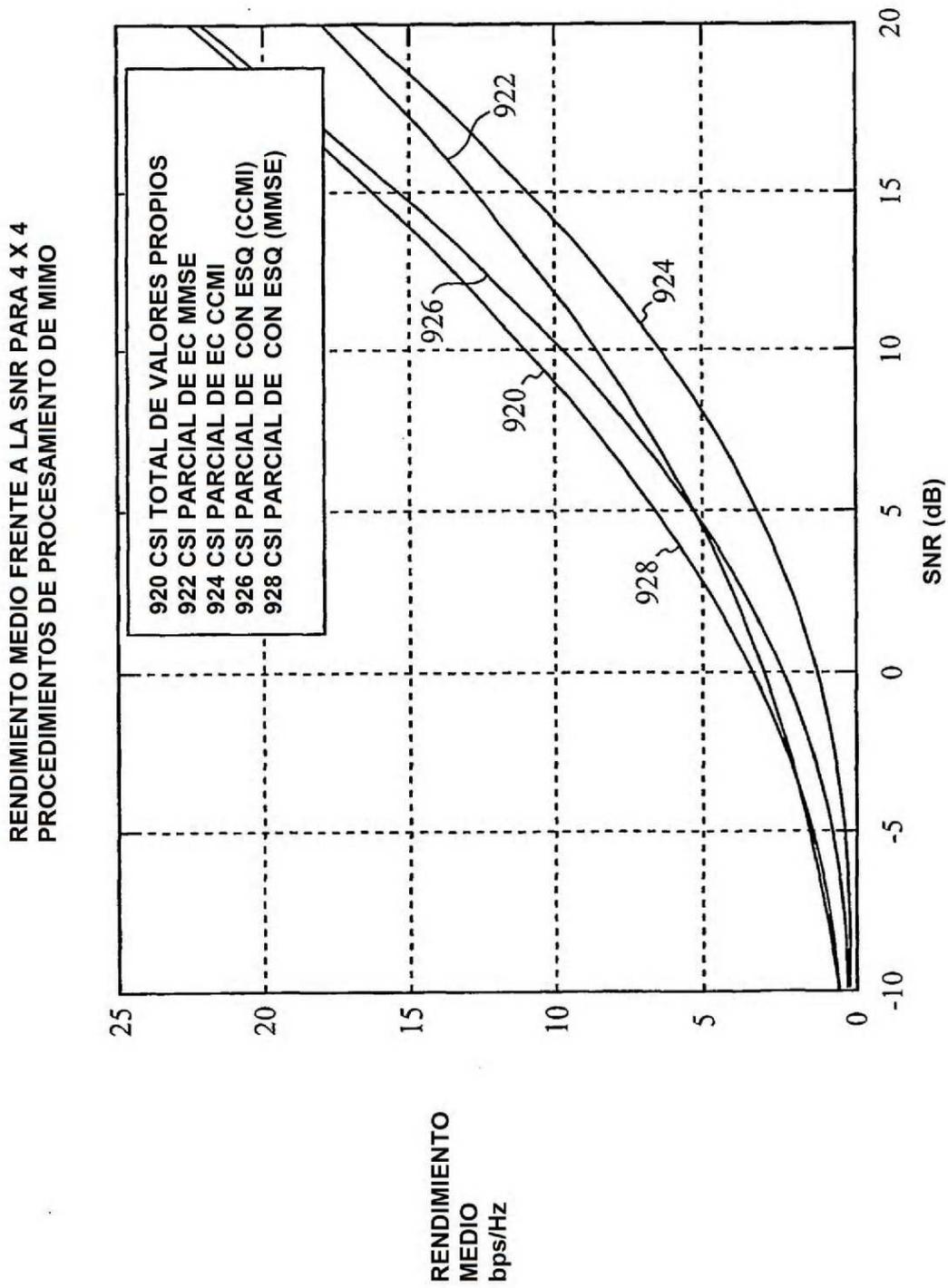


FIG. 9B

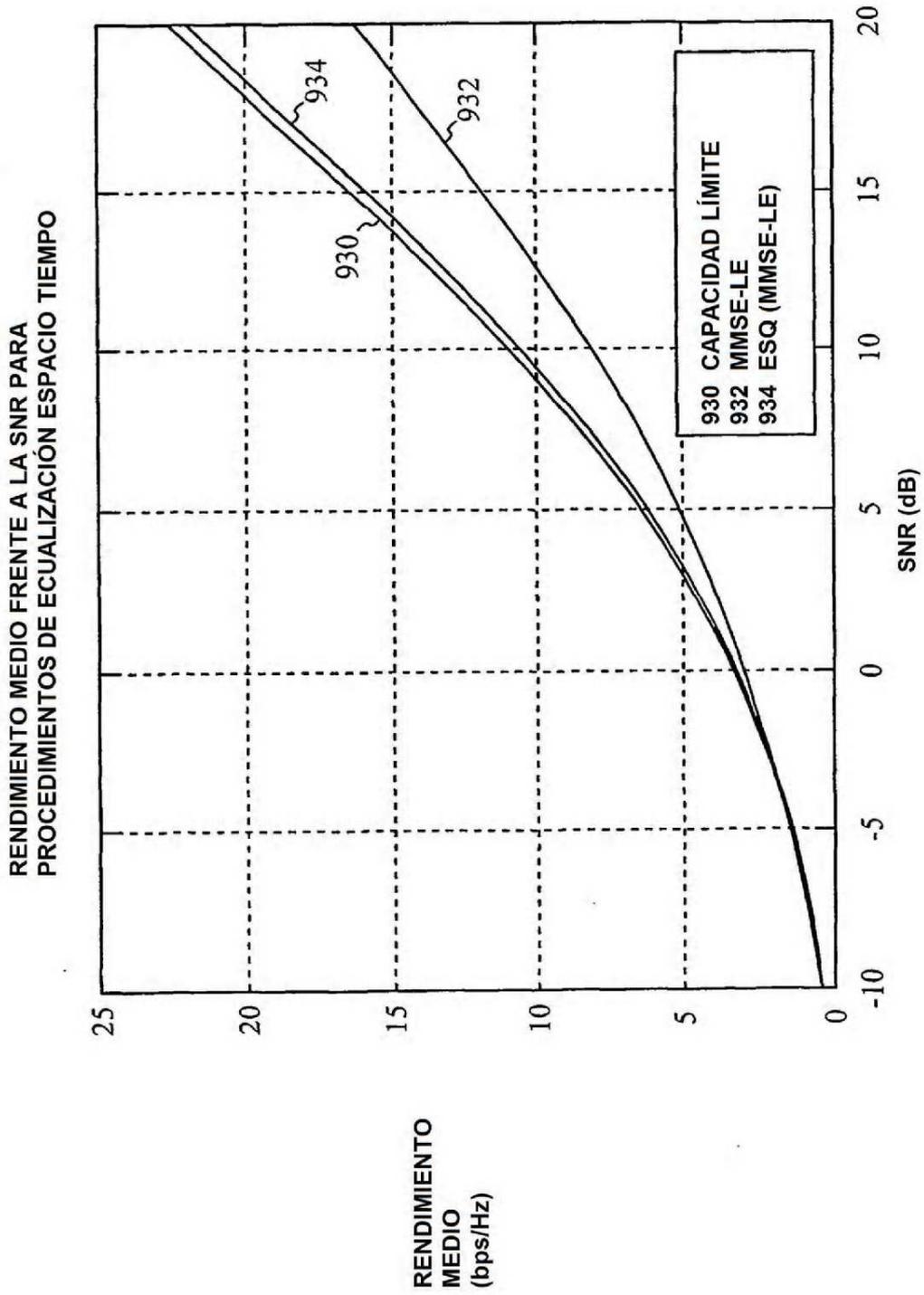


FIG. 9C