

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 633 309**

51 Int. Cl.:

H04L 25/03	(2006.01)
H04B 7/04	(2007.01)
H04B 7/06	(2006.01)
H04L 5/00	(2006.01)
H04L 25/02	(2006.01)
H04B 7/12	(2006.01)
H04W 52/42	(2009.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **13.12.2004 E 10177176 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **26.04.2017 EP 2257008**

54 Título: **Procedimiento y transmisor para transmisión de emisión con ensanchamiento espacial en un sistema de comunicación de múltiples antenas**

30 Prioridad:

17.12.2003 US 530860 P
09.12.2004 US 9824

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
20.09.2017

73 Titular/es:

QUALCOMM INCORPORATED (100.0%)
5775 Morehouse Drive
San Diego, CA 92121, US

72 Inventor/es:

WALTON, JAY;
KETCHUM, JOHN W.;
WALLACE, MARK S. y
HOWARD, STEVEN J.

74 Agente/Representante:

FORTEA LAGUNA, Juan José

ES 2 633 309 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 transmisor para transmisión de emisión con ensanchamiento espacial en un sistema de comunicación de múltiples antenas.

I. Reivindicación de la prioridad en virtud de 35 U.S.C. §119

La presente solicitud de patente reivindica la prioridad para la solicitud provisional con número de serie 60/530.860, titulada "Broadcast Transmission with Pseudo-Random Transmit Steering in a Multi-Antena Communication System", presentada el 17 de diciembre de 2003, y transferida al cesionario de la presente.

ANTECEDENTES

II. Campo

La presente invención se refiere, en general, a la comunicación, y, más específicamente, a técnicas para emitir datos en un sistema de comunicación de múltiples antenas.

III. Antecedentes

Un sistema de comunicación de múltiples antenas emplea múltiples antenas de transmisión en una entidad de transmisión y una o más antenas de recepción en una entidad de recepción para la transmisión de datos. Por tanto, el sistema de comunicación de múltiples antenas puede ser un sistema de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO, Multiple-Input multiple-Output) o un sistema de múltiples entradas única salida (MISO, Multiple-Input Single-Output). Un sistema MIMO emplea múltiples (N_T) antenas de transmisión y múltiples (N_R) antenas de recepción para la transmisión de datos. Un canal MIMO formado por las N_T antenas de transmisión y las N_R antenas de recepción puede descomponerse en N_S canales espaciales, donde $N_S \leq \min \{N_T, N_R\}$. Los N_S canales espaciales pueden utilizarse para transmitir datos de una manera que consiga una mayor fiabilidad y/o un rendimiento global superior. Un sistema MISO emplea múltiples (N_T) antenas de transmisión y una única antena de recepción para la transmisión de datos. Un canal MISO formado por las N_T antenas de transmisión y la única antena de recepción se compone de un único canal espacial.

Un punto de acceso en un sistema MIMO puede emitir datos a un número de terminales de usuario de múltiples antenas, que pueden distribuirse por toda la zona de cobertura del punto de acceso. Un canal MIMO diferente está formado entre el punto de acceso y cada uno de estos terminales de usuario. Cada canal MIMO puede experimentar diferentes condiciones de canal (por ejemplo, diferentes efectos de desvanecimiento, múltiples trayectorias e interferencia). En consecuencia, los canales espaciales de cada canal MIMO pueden conseguir diferentes relaciones de señal a ruido e interferencia (SNR, Signal-to-Noise-and-interference Ratios). La SNR de un canal espacial determina su capacidad de transmisión, que se cuantifica normalmente mediante una velocidad de transmisión de datos particular que puede transmitirse de manera fiable sobre el canal espacial. Para un canal MIMO variable en el tiempo, el estado del canal cambia a lo largo del tiempo y la SNR de cada canal espacial también cambia a lo largo del tiempo.

Una transmisión de emisión es una transmisión de datos que está prevista para ser recibida por cualquier número de terminales de usuario en el sistema, en lugar de un terminal de usuario específico. Una transmisión de emisión se codifica y transmite normalmente de una manera que consiga una calidad de servicio (QoS, Quality of Service) especificada. Esta calidad de servicio puede cuantificarse, por ejemplo, mediante la recepción sin errores de la transmisión de emisión por un porcentaje particular (por ejemplo, 99,9%) de los terminales de usuario dentro de una zona de cobertura de emisión dada en cualquier momento dado. De manera equivalente, la calidad de servicio puede cuantificarse mediante una probabilidad de "corte", que es el porcentaje (por ejemplo, 0,1%) de los terminales de usuario dentro de la zona de cobertura de emisión que no pueden descodificar correctamente la transmisión de emisión.

La transmisión de emisión observa un conjunto de canales MIMO para un conjunto de terminales de usuario en la zona de cobertura de emisión. El canal MIMO para cada terminal de usuario puede ser aleatorio con respecto a los canales MIMO para otros terminales de usuario. Además, los canales MIMO para los terminales de usuario pueden variar a lo largo del tiempo. Para garantizar que la transmisión de emisión puede cumplir la calidad de servicio especificada, la velocidad de transmisión de datos para la transmisión de emisión se selecciona normalmente para que sea suficientemente baja, de modo que la transmisión de emisión pueda descodificarse de manera fiable incluso por el terminal de usuario con el peor estado del canal (es decir, el terminal de usuario del peor caso). El rendimiento de emisión para un sistema de este tipo vendría dictado, por lo tanto, por el estado del canal del peor caso esperado para todos de los terminales de usuario del sistema. Un fenómeno similar se produce para un sistema MISO.

Por lo tanto, existe una necesidad en la técnica de técnicas para emitir datos de manera más eficaz en un sistema de comunicación de múltiples antenas.

La patente de Estados Unidos 6.198.775 describe un procedimiento de transmisión de información que incluye las

etapas de mapear una palabra de información a primera y segunda palabras de código utilizando la primera y segunda funciones de mapeo, y transmitir la primera y segunda palabras de código. La palabra de información se selecciona de entre un conjunto de palabras de información, teniendo cada una de las palabras de información del conjunto de palabras de información una primera longitud predeterminada, y seleccionándose la primera palabra de código de entre un conjunto de palabras de código, teniendo cada una de las palabras de código del conjunto de palabras de código una segunda longitud predeterminada mayor que la primera longitud predeterminada. La segunda palabra de código se selecciona de entre el conjunto de palabras de código, y la primera y segunda funciones de mapeo se definen de forma que las palabras de información del conjunto de palabras de información se mapean a dos palabras de código diferentes del conjunto de palabras de código. Los sistemas y terminales relacionados también se analizan.

SUMARIO

En una realización, se describe un procedimiento para emitir datos en un sistema de comunicación de múltiples antenas inalámbrico en el que se procesa al menos un bloque de datos para obtener al menos un bloque de símbolos de datos. Se realiza un procesamiento espacial sobre el al menos un bloque de símbolos de datos con una pluralidad de matrices de dirección para obtener una pluralidad de secuencias de símbolos de transmisión. La pluralidad de secuencias de símbolos de transmisión se emite desde una pluralidad de antenas de transmisión hasta una pluralidad de entidades de recepción en el sistema, en el que la pluralidad de matrices de dirección aleatoriza un canal efectivo observado por cada una de la pluralidad de entidades de recepción para el al menos un bloque de símbolos de datos.

En otra realización, se describe un aparato en un sistema de comunicación de múltiples antenas inalámbrico que incluye un medio para procesar al menos un bloque de datos para obtener al menos un bloque de símbolos de datos; un medio para realizar un procesamiento espacial sobre el al menos un bloque de símbolos de datos con una pluralidad de matrices de dirección para obtener una pluralidad de secuencias de símbolos de transmisión; y un medio para emitir la pluralidad de secuencias de símbolos de transmisión desde una pluralidad de antenas de transmisión hasta una pluralidad de entidades de recepción en el sistema, en el que la pluralidad de matrices de dirección aleatoriza un canal efectivo observado por cada una de las entidades de recepción para el al menos un bloque de símbolos de datos.

En otra realización, se describe un aparato en un sistema de comunicación de múltiples antenas inalámbrico que incluye un medio para procesar al menos un bloque de datos para obtener al menos un bloque de símbolos de datos; un medio para realizar procesamiento espacial sobre el al menos un bloque de símbolos de datos con una pluralidad de matrices de dirección para obtener una pluralidad de secuencias de símbolos de transmisión; y un medio para emitir la pluralidad de secuencias de símbolos de transmisión desde una pluralidad de antenas de transmisión hasta una pluralidad de entidades de recepción en el sistema, en el que la pluralidad de matrices de dirección aleatoriza un canal efectivo observado por cada una de las entidades de recepción para el al menos un bloque de símbolos de datos.

En otra realización, se describe un procedimiento para emitir datos en un sistema de comunicación de múltiples antenas inalámbrico en el que se procesa una pluralidad de flujos de datos para obtener una pluralidad de bloques de símbolos de datos, en el que cada bloque de símbolos de datos corresponde a un bloque de datos codificados. Se realiza un procesamiento espacial sobre la pluralidad de bloques de símbolos de datos con una pluralidad de matrices de dirección para obtener una pluralidad de secuencias de símbolos de transmisión. La pluralidad de secuencias de símbolos de transmisión se emite desde una pluralidad de antenas de transmisión hacia una pluralidad de entidades de recepción en el sistema, en el que la pluralidad de matrices de dirección aleatoriza un canal efectivo observado por cada una de la pluralidad de entidades de recepción para la pluralidad de bloques de símbolos de datos.

En otra realización, se describe un procedimiento para recibir una transmisión de emisión en un sistema de comunicación de múltiples antenas inalámbrico en el que, a través de una pluralidad de antenas de recepción, se obtienen símbolos de datos recibidos para al menos un bloque de símbolos de datos procesado espacialmente con una pluralidad de matrices de dirección antes de la emisión desde una pluralidad de antenas de transmisión hacia una pluralidad de entidades de recepción. Se obtiene una estimación de canal para un canal de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO) efectivo formado por la pluralidad de matrices de dirección y un canal MIMO entre la pluralidad de antenas de transmisión y la pluralidad de antenas de recepción. Se realiza un procesamiento espacial de receptor sobre los símbolos de datos recibidos con la estimación de canal para obtener estimaciones de símbolos de datos para el al menos un bloque de símbolos de datos.

En otra realización, se describe un aparato en un sistema de comunicación de múltiples antenas inalámbrico que incluye una pluralidad de unidades receptoras para obtener, a través de una pluralidad de antenas de recepción, símbolos de datos recibidos para al menos un bloque de símbolos de datos procesado espacialmente con una pluralidad de matrices de dirección antes de la emisión desde una pluralidad de antenas de transmisión hasta una pluralidad de entidades de recepción; un estimador de canal para obtener una estimación de canal para un canal de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO) efectivo formado por la pluralidad de matrices de dirección y un canal

MIMO entre la pluralidad de antenas de transmisión y la pluralidad de antenas de recepción; y un procesador espacial para realizar un procesamiento espacial del receptor sobre los símbolos de datos recibidos con la estimación de canal para obtener estimaciones de símbolos de datos para el al menos un bloque de símbolos de datos.

5 En otra realización, se describe un aparato en un sistema de comunicación de múltiples antenas inalámbrico que incluye un medio para obtener, a través de una pluralidad de antenas de recepción, símbolos de datos recibidos para al menos un bloque de símbolos de datos procesado espacialmente con una pluralidad de matrices de dirección antes de la emisión desde una pluralidad de antenas de transmisión hasta una pluralidad de entidades de recepción; un medio para obtener una estimación de canal para un canal de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO) efectivo formado por la pluralidad de matrices de dirección y un canal MIMO entre la pluralidad de antenas de transmisión y la pluralidad de antenas de recepción; y un medio para realizar un procesamiento espacial de receptor sobre los símbolos de datos recibidos con la estimación de canal para obtener estimaciones de símbolos de datos para el al menos un bloque de símbolos de datos.

15 En otra realización, se describe un procedimiento para recibir una transmisión de emisión en un sistema de comunicación de múltiples antenas inalámbrico en el que, a través de una única antena de recepción, se obtienen símbolos de datos recibidos para un bloque de símbolos de datos procesado espacialmente con una pluralidad de vectores de dirección antes de la emisión desde una pluralidad de antenas de transmisión hasta una pluralidad de entidades de recepción. Se obtiene una estimación de canal para un canal de múltiples entradas única salida (MISO) efectivo formado por la pluralidad de vectores de dirección y un canal MISO entre la pluralidad de antenas de transmisión y la única antena de recepción. Se realiza una detección de los símbolos de datos recibidos con la estimación de canal para obtener estimaciones de símbolos de datos para el bloque de símbolos de datos.

25 En otra realización, se describe un aparato en un sistema de comunicación de múltiples antenas inalámbrico que incluye una unidad receptora, para obtener, a través de una única antena de recepción, símbolos de datos recibidos para un bloque de símbolos de datos procesado espacialmente con una pluralidad de vectores de dirección antes de la emisión desde una pluralidad de antenas de transmisión hasta una pluralidad de entidades de recepción; un estimador de canal, para obtener una estimación de canal para un canal de múltiples entradas única salida (MISO) efectivo formado por la pluralidad de vectores de dirección y un canal MISO entre la pluralidad de antenas de transmisión y la única antena de recepción; y un detector, para realizar una detección sobre los símbolos de datos recibidos con la estimación de canal para obtener estimaciones de símbolos de datos para el bloque de símbolos de datos.

35 En otra realización, se describe un aparato en un sistema de comunicación de múltiples antenas inalámbrico que incluye un medio para obtener, a través de una única antena de recepción, símbolos de datos recibidos para un bloque de símbolos de datos procesado espacialmente con una pluralidad de vectores de dirección antes de la emisión desde una pluralidad de antenas de transmisión hasta una pluralidad de entidades de recepción; un medio para obtener una estimación de canal para un canal de múltiples entradas única salida (MISO) efectivo formado por la pluralidad de vectores de dirección y un canal MISO entre la pluralidad de antenas de transmisión y la única antena de recepción; y un medio para realizar una detección sobre los símbolos de datos recibidos con la estimación de canal para obtener estimaciones de símbolos de datos para el bloque de símbolos de datos.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

- 45 La figura 1 muestra un sistema MIMO con un punto de acceso y terminales de usuario de múltiples antenas.
- La figura 2 muestra un proceso para emitir datos con ensanchamiento espacial.
- 50 La figura 3 muestra un proceso para recibir una transmisión de emisión.
- La figura 4 muestra un diagrama de bloques del punto de acceso y el terminal de usuario de múltiples antenas.
- 55 Las figuras 5A y 5B muestran dos realizaciones de un procesador de datos de transmisión (TX) y un procesador espacial TX en el punto de acceso.
- Las figuras 6A y 6B muestran dos realizaciones de un procesador espacial de recepción (RX) y un procesador de datos RX en el terminal de usuario de múltiples antenas.
- 60 La figura 7 muestra un sistema MISO con un punto de acceso y terminales de usuario de una única antena.
- La figura 8 muestra un diagrama de bloques del punto de acceso y un terminal de usuario de una única antena.
- 65 La figura 9 muestra un sistema de múltiples antenas, híbrido, con un punto de acceso y terminales de usuario de una única antena y de múltiples antenas.

Las figuras 10A y 10B muestran gráficas de la eficiencia espectral global conseguida para un sistema MIMO 4 x 4 y un sistema MISO 4x1, respectivamente.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

5 El término “de ejemplo” se utiliza en el presente documento con el significado de “que sirve como ejemplo, caso o ilustración.” Cualquier realización descrita en el presente documento como “de ejemplo” no ha de considerarse necesariamente como preferida o ventajosa sobre otras realizaciones.

10 En el presente documento, se describen técnicas para emitir datos utilizando ensanchamiento espacial en un sistema de comunicación de múltiples antenas. El ensanchamiento espacial se refiere a la transmisión de un símbolo de datos (que es un símbolo de modulación para datos) desde múltiples antenas de transmisión simultáneamente, posiblemente con diferentes amplitudes y/o fases determinadas por un vector de dirección utilizado para ese símbolo de datos. El ensanchamiento espacial también puede denominarse dirección de transmisión, dirección de transmisión pseudoaleatoria, diversidad de dirección, dirección pseudoaleatoria de matrices, dirección pseudoaleatoria de vectores, etc. Tal como se utiliza en el presente documento, “emisión” se refiere a la transmisión de datos a (1) un grupo no especificado de terminales de usuario, por ejemplo, todos los terminales de usuario dentro de una zona de cobertura de emisión (que se denomina comúnmente emisión), o bien a (2) un grupo específico de terminales de usuario (que se denomina comúnmente multidifusión). Estas técnicas de transmisión de emisión pueden aleatorizar un canal “efectivo” observado por cada terminal de usuario para cada bloque de símbolos de datos emitido por un punto de acceso, de modo que el rendimiento del sistema no viene dictado por el estado del canal del peor caso esperado.

25 En una realización para emitir datos con ensanchamiento espacial, se procesan los datos para N_D flujos de datos (por ejemplo, se codifican, intercalan y modulan) para obtener N_D bloques de símbolos de datos que van a emitirse en N_M tramos de transmisión, donde $N_D \geq 1$ y $N_M > 1$. Un “tramo de transmisión” puede cubrir dimensiones de tiempo y/o frecuencia, tal como se describe a continuación. Cada bloque de símbolos de datos se genera a partir de un bloque de datos codificados, que puede denominarse como un “bloque de código” o paquete de datos codificados. Cada bloque de código se codifica por separado en el punto de acceso y se descodifica por separado en un terminal de usuario. Los N_D bloques de símbolos de datos se dividen en N_M subbloques de símbolos de datos, un subbloque para cada tramo de transmisión. Se selecciona una matriz de dirección (por ejemplo, de una manera determinista o pseudoaleatoria de entre un conjunto de L matrices de dirección) para cada uno de los N_M subbloques de símbolos de datos. Cada subbloque de símbolos de datos se procesa espacialmente con la matriz de dirección seleccionada para ese subbloque, para obtener símbolos de transmisión. Los símbolos de transmisión para cada subbloque se procesan adicionalmente y se emiten a través de N_T antenas de transmisión en un tramo de transmisión a terminales de usuario dentro de la zona de cobertura de emisión.

40 Para una emisión MIMO, cada matriz de dirección contiene N_T filas y N_S columnas, donde $N_S > 1$. Los N_D bloques de símbolos de datos se emiten, a continuación, a través de N_S canales espaciales de un canal MIMO efectivo. Por ejemplo, si $N_D = N_S$, entonces los N_D bloques de símbolos de datos pueden multiplexarse de manera que se emite un bloque de símbolos de datos sobre cada uno de los N_S canales espaciales. Para una emisión MISO, cada matriz de dirección contiene N_T filas y una única columna, y puede considerarse como una matriz o vector degenerativo. Los N_D bloques de símbolos de datos se emiten, a continuación, a través de un único canal espacial de un canal MISO efectivo. Tanto para emisiones MIMO como MISO, los N_D bloques de símbolos de datos se procesan espacialmente con N_M matrices de dirección, y observan un conjunto de canales efectivos en cada terminal de usuario.

A continuación, se describen con más detalle diversos aspectos y realizaciones de la invención.

50 Las técnicas de transmisión de emisión descritas en el presente documento pueden utilizarse para un sistema de comunicación de múltiples antenas, que puede ser un sistema MIMO o un sistema MISO. Tal como se utiliza en el presente documento, “emisión MIMO” se refiere a transmisión de emisión sobre múltiples canales espaciales, y “emisión MISO” se refiere a una transmisión de emisión sobre un único canal espacial. El número de canales espaciales disponibles para la transmisión se determina por el número de antenas de transmisión, el número de antenas de recepción, y el enlace o canal inalámbrico. Las técnicas de transmisión de emisión también pueden utilizarse para sistemas de única portadora y de múltiples portadoras. Las múltiples portadoras pueden proporcionarse mediante multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) o algunas otras construcciones. OFDM divide de manera efectiva el ancho de banda del sistema global en múltiples (N_F) subbandas de frecuencia ortogonales, que también se denominan tonos, subportadoras, compartimentos y canales de frecuencia. Con OFDM, cada subbanda se asocia con una subportadora respectiva que puede modularse con datos.

65 Las técnicas de transmisión de emisión descritas en el presente documento pueden utilizarse para diversos tipos de datos de emisión. Por ejemplo, estas técnicas pueden utilizarse para servicios de emisión que emiten continuamente datos (por ejemplo, video, audio, noticias, etc.) a terminales de usuario. Estas técnicas también pueden utilizarse para canales suplementarios (por ejemplo, canales de emisión, de localización, y de control) en un sistema de

comunicación inalámbrico.

1. Emisión MIMO

5 La figura 1 muestra un sistema 100 MIMO con un punto de acceso 110 (AP, Access Point) y terminales de usuario 120 (UT, User Terminal). Un punto de acceso es, generalmente, una estación fija que se comunica con los terminales de usuario, y también puede denominarse una estación base o alguna otra terminología. Un terminal de usuario puede ser fijo o móvil, y también puede denominarse una estación móvil, un dispositivo inalámbrico, o alguna otra terminología. El punto de acceso 110 está equipado con múltiples (N_{ap}) antenas para la transmisión de datos. Cada terminal de usuario 120 está equipado con múltiples (N_{ut}) antenas para la recepción de datos. En general, los terminales de usuario en el sistema pueden estar equipados con el mismo o diferente número de antenas. Para mayor sencillez, la siguiente descripción supone que los terminales de usuario en el sistema MIMO están equipados con el mismo número de antenas. Para una arquitectura centralizada, el controlador 130 del sistema proporciona coordinación y control para los puntos de acceso.

15 Para un sistema MIMO de una única portadora, un canal MIMO formado por las N_{ap} antenas en el punto de acceso y las N_{ut} antenas en un terminal de usuario u dado puede caracterizarse por una matriz de respuesta de canal \underline{H}_u , $N_{ut} \times N_{ap}$, que puede expresarse como:

$$\underline{H}_u = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,N_{ap}} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,N_{ap}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{N_{ut},1} & \mathbf{h}_{N_{ut},2} & & \mathbf{h}_{N_{ut},N_{ap}} \end{bmatrix}, \quad \text{Ec. (1)}$$

20 donde la entrada h_{ij} , para $i = 1 \dots N_{ut}$ y $j = 1 \dots N_{ap}$, denota el acoplamiento o ganancia compleja entre la antena j del punto de acceso y la antena i del terminal de usuario. Tal como se muestra en la figura 1, los terminales de usuario pueden distribuirse por toda la zona de cobertura del punto de acceso. Se forma un canal MIMO diferente mediante las N_{ap} antenas en el punto de acceso y las N_{ut} antenas en cada terminal de usuario.

25 Los datos pueden transmitirse de diversas maneras en el sistema MIMO de una única portadora. En un esquema de transmisión sencillo, se transmite un flujo de símbolos de datos desde cada antena de punto de acceso, y se transmiten simultáneamente N_s flujos de símbolos de datos desde N_s de las N_{ap} antenas de punto de acceso, donde N_s es el número de canales espaciales y $N_s \leq \min \{N_{ap}, N_{ut}\}$. Los símbolos recibidos en el terminal de usuario u para este esquema de transmisión pueden expresarse como

$$\underline{r}_u = \underline{H}_u \underline{s} + \underline{n}_u \quad \text{Ec. (2)}$$

35 donde

\underline{s} es un vector $N_{ap} \times 1$ con N_s entradas distintas de cero para N_s símbolos de datos que van a transmitirse simultáneamente mediante el punto de acceso;

40 \underline{r}_u es un vector $N_{ut} \times 1$ con entradas para N_{ut} símbolos recibidos obtenidos a través de las N_{ut} antenas en el terminal de usuario u ; y

45 \underline{n}_u es un vector de ruido observado en el terminal de usuario u .

Para mayor sencillez, se supone que el ruido es ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN, Additive White Gaussian Noise) con un vector de media cero y una matriz de covarianza de $\underline{\Delta}_u = \sigma_u^2 \underline{I}$ donde σ_u^2 es la varianza del ruido observado por el terminal de usuario u e \underline{I} es la matriz de identidad.

50 Los N_s flujos de símbolos de datos transmitidos desde las N_{ap} antenas de punto de acceso interfieren entre sí en el terminal de usuario u . Un flujo de símbolos de datos dado transmitido desde una antena de punto de acceso puede ser recibido por todas las N_{ut} antenas de terminal de usuario en diferentes amplitudes y fases. Cada flujo de símbolos recibido incluye una componente de cada uno de los N_s flujos de símbolos de datos transmitidos. Los N_{ut} flujos de símbolos recibidos incluirían colectivamente la totalidad de los N_s flujos de símbolos de datos. Sin embargo,

estos N_s flujos de símbolos de datos se dispersan entre los N_{ut} flujos de símbolos recibidos. El terminal de usuario u realiza un procesamiento espacial de receptor sobre los N_{ut} flujos de símbolos recibidos para recuperar los N_s flujos de símbolos de datos transmitidos por el punto de acceso.

5 El rendimiento que puede conseguirse para el terminal de usuario u depende (en gran medida) de su matriz \underline{H}_u de respuesta de canal. Si existe un alto grado de correlación dentro de \underline{H}_u , entonces cada flujo de símbolos de datos observaría una gran cantidad de interferencia de los otros flujos, que no puede eliminarse mediante un procesamiento espacial de receptor en el terminal de usuario. El alto nivel de interferencia degrada la SNR de cada flujo de símbolos de datos afectado, posiblemente hasta un punto de que el flujo de símbolos de datos no puede ser
10 descodificado correctamente por el terminal de usuario.

Para una transmisión de datos a un terminal de usuario específico a través de un canal MIMO dado, puede conseguirse capacidad del sistema si el punto de acceso está dotado de suficiente información de estado de canal relativa al canal MIMO. El punto de acceso puede, por lo tanto, utilizar esta información para procesar datos de una
15 manera que maximice el rendimiento para el terminal de usuario (por ejemplo, seleccionar la velocidad apropiada para cada flujo de datos). Puesto que diferentes terminales de usuario observan diferentes canales MIMO, el punto de acceso necesitaría, normalmente, procesar datos de manera diferente para cada terminal de usuario, para maximizar la capacidad de tratamiento para ese terminal de usuario.

20 Para una transmisión de emisión, el punto de acceso transmite los mismos datos a un número de terminales de usuario dentro de una zona de cobertura de emisión. Para la emisión, el punto de acceso, normalmente, no presenta información de estado de canal para los terminales de usuario. Además, normalmente no es práctico procesar datos previstos para múltiples terminales de usuario basándose en información de estado de canal para un terminal de usuario específico.

25 La transmisión de emisión desde el punto de acceso observa un conjunto de canales MIMO para diferentes terminales de usuario en la zona de cobertura de emisión. Un cierto porcentaje de los canales MIMO pueden considerarse como "malos". Por ejemplo, puede producirse un canal malo cuando la matriz \underline{H} de respuesta de canal muestra un alto grado de correlación, o cuando hay una insuficiente dispersión, múltiples trayectorias (ancho de banda de coherencia grande), o desvanecimiento temporal (tiempo de coherencia grande) en el canal. La aparición de canales "malos" es aleatoria, y es deseable minimizar el porcentaje de tiempo en que estos pueden aparecer
30 para cada terminal de usuario.

35 Para la emisión, el punto de acceso necesita transmitir cada flujo de símbolos de datos a una velocidad suficientemente baja, de modo que el flujo puede recuperarse mediante los terminales de usuario incluso bajo el estado del canal del peor caso. Entonces, el rendimiento de la emisión viene dictado por el estado del canal del peor caso esperado para la totalidad de los terminales de usuario en la zona de cobertura.

A. Transmisión de emisión MIMO

40 El ensanchamiento espacial puede utilizarse para aleatorizar un canal MIMO efectivo observado por cada terminal de usuario, de modo que el rendimiento de emisión no venga dictado por una realización de canal único sobre un bloque de código. Con ensanchamiento espacial, el punto de acceso realiza un procesamiento espacial sobre cada bloque de código con múltiples matrices de dirección para aleatorizar de manera efectiva el canal MIMO para cada
45 terminal de usuario. En consecuencia, cada terminal de usuario observa un conjunto de canales a través de cada bloque de código y no se atasca en un único canal para una porción extendida del bloque de código.

El procesamiento espacial en el punto de acceso para el ensanchamiento espacial en el sistema MIMO puede expresarse como:

$$\underline{X}_{\text{mimo}}(\mathbf{m}) = \underline{V}(\mathbf{m}) \cdot \underline{s}(\mathbf{m}), \quad \text{Ec. (3)}$$

donde

55 $\underline{s}(\mathbf{m})$ es un vector $N_s \times 1$ con N_s símbolos de datos que van a enviarse en el tramo \mathbf{m} de transmisión;

$\underline{V}(\mathbf{m})$ es una matriz de dirección $N_{ap} \times N_s$ para el tramo \mathbf{m} de transmisión; y

60 $\underline{x}_{\text{mimo}}(\mathbf{m})$ es un vector $N_{ap} \times 1$ con N_{ap} símbolos de transmisión que van a enviarse desde las N_{ap} antenas de punto de acceso en el tramo \mathbf{m} de transmisión.

Un tramo de transmisión puede cubrir dimensiones de tiempo y/o frecuencia. Por ejemplo, en un sistema MIMO de una única portadora, un tramo de transmisión puede corresponder a un periodo de símbolo, que es el tiempo necesario para transmitir un símbolo de datos. Como ejemplo adicional, en un sistema MIMO de múltiples portadoras, tal como un sistema MIMO que utiliza OFDM, un tramo de transmisión puede corresponder a una subbanda en un
65

periodo de símbolo de OFDM. Un tramo de transmisión también puede cubrir periodos de múltiples símbolos y/o múltiples subbandas. Por tanto, m puede ser un índice para tiempo y/o frecuencia. Un tramo de transmisión también puede denominarse un intervalo de transmisión, un intervalo de señalización, una ranura, etc.

5 Un conjunto de L matrices de dirección puede generarse como se describe a continuación, y utilizarse para ensanchamiento espacial. Este conjunto de matrices de dirección se denota como $\{\underline{V}_i\}$, o $\underline{V}(i)$ para $i = 1 \dots L$, donde L puede ser cualquier entero mayor que uno. Puede seleccionarse una matriz de dirección en el conjunto para cada tramo m de transmisión y ser utilizada para procesamiento espacial por el punto de acceso para ese tramo de transmisión. Los resultados del procesamiento espacial son N_{ap} flujos de símbolos de transmisión para la emisión desde las N_{ap} antenas de punto de acceso.

Los símbolos recibidos en cada terminal de usuario con ensanchamiento espacial pueden expresarse como:

$$\underline{r}(m) = \underline{H}(m) \cdot \underline{V}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}(m) = \underline{H}_{eff}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}(m), \quad \text{Ec. (4)}$$

donde

$\underline{r}(m)$ es un vector $N_{ut} \times 1$ con N_{ut} símbolos recibidos para el tramo de transmisión m ;

$\underline{H}(m)$ es una matriz de respuesta de canal $N_{ut} \times N_{ap}$ para el tramo de transmisión m ;

$\underline{H}_{eff}(m)$ es una matriz de respuesta de canal efectiva $N_{ut} \times N_s$ para el tramo de transmisión m , que es $\underline{H}_{eff}(m) = \underline{H}(m) \cdot \underline{V}(m)$; y

$\underline{n}(m)$ es un vector de ruido para el tramo m de transmisión.

Para mayor sencillez, se supone que la respuesta $\underline{H}(m)$ de canal es constante en cada tramo de transmisión. Las cantidades $\underline{H}(m)$, $\underline{H}_{eff}(m)$, $\underline{r}(m)$ y $\underline{n}(m)$ son diferentes para diferentes terminales de usuario, mientras que las cantidades $\underline{V}(m)$ y $\underline{s}(m)$ son las mismas para todos los terminales de usuario. Para simplificar la notación, se omite el subíndice "u" para el terminal de usuario u de las cantidades específicas de usuario en la ecuación (4) y en la siguiente descripción.

Tal como se muestra en la ecuación (4), debido al ensanchamiento espacial realizado por el punto de acceso, los N_s flujos de símbolos de datos observan la respuesta $\underline{H}_{eff}(m)$ del canal efectivo en lugar de la respuesta real $\underline{H}(m)$ del canal para cada terminal de usuario. Si se utilizan múltiples matrices de dirección para la transmisión de emisión, entonces cada flujo de símbolos de datos observa de manera efectiva un conjunto de canales espaciales de $\underline{H}(m)$. Además, si se utilizan múltiples matrices de dirección a través de un bloque de código, entonces los símbolos de datos en el bloque de código observarán diferentes canales a través del bloque de código.

En general, el punto de acceso puede emitir cualquier número de (N_D) flujos de datos simultáneamente a los terminales de usuario, donde $N_s \geq N_D \geq 1$. Por ejemplo, si $N_D = N_s$, entonces el punto de acceso puede emitir un flujo de datos sobre cada canal espacial de $\underline{H}_{eff}(m)$. El número máximo de flujos de datos que pueden emitirse simultáneamente se determina por el número de canales espaciales para todos los terminales de usuario, que a su vez se determina por (1) el número de antenas en el punto de acceso y (2) el número mínimo de antenas en la totalidad de los terminales de usuario. Si todos los terminales de usuario están equipados con el mismo número de antenas, entonces $\min\{N_{ap}, N_{ut}\} \geq N_s \geq N_D$. Si $N_D = 1$, entonces el punto de acceso puede emitir un flujo de datos desde sus N_{ap} antenas.

La figura 2 muestra un proceso 200 para emitir datos con ensanchamiento espacial. Inicialmente, el punto de acceso procesa datos para N_D flujos de datos, para obtener un conjunto de N_D bloques de símbolos de datos, un bloque para cada flujo de datos (bloque 212). Cada bloque de símbolos de datos contiene símbolos de datos generados a partir de un bloque de datos codificados, que puede denominarse un bloque de código o un paquete de datos codificado. El procesamiento de datos puede realizarse tal como se describe a continuación. El punto de acceso, a continuación, divide los N_D bloques de símbolos de datos en N_M subbloques de símbolos de datos que van a emitirse en N_M tramos de transmisión, un subbloque en cada tramo de transmisión (bloque 214). N_M también se denomina la longitud de bloque y es mayor que uno, o $N_M > 1$. Cada subbloque puede contener uno o más símbolos de datos de cada uno de los N_D bloques. Por ejemplo, si $N_D = N_s$, entonces cada subbloque puede contener N_s símbolos de datos de N_s bloques para N_s flujos de datos. Como ejemplo adicional, si $N_D = 1$, entonces cada subbloque puede contener N_s símbolos de datos de un bloque para un flujo de datos. El índice m utilizado para denotar el tramo de transmisión para el conjunto actual de bloques de símbolos de datos se fija a 1 (bloque 216).

Para cada tramo m de transmisión, el punto de acceso selecciona una matriz de dirección, que se denota como $\underline{V}(m)$, por ejemplo, del conjunto de L matrices de dirección (bloque 218). El punto de acceso realiza, a continuación, un procesamiento espacial sobre el subbloque m de símbolos de datos con la matriz $\underline{V}(m)$ de dirección para obtener símbolos de transmisión (bloque 220). Si el tramo m de transmisión cubre un vector de símbolos de datos, entonces

el punto de acceso forma un vector $\underline{s}(m)$ con hasta N_S símbolos de datos del subbloque m de símbolos de datos, y procesa espacialmente el vector $\underline{s}(m)$ con la matriz $\underline{V}(m)$ para obtener el vector $\underline{x}_{\text{mimo}}(m)$ de símbolos de transmisión, tal como se muestra en la ecuación (3). Si el tramo m de transmisión cubre múltiples (N_V) vectores de símbolos de datos, entonces el punto de acceso forma N_V vectores $\underline{s}_\ell(m)$, para $\ell = 1 \dots N_V$, a partir del subbloque m de símbolos de datos, y procesa espacialmente cada vector $\underline{s}_\ell(m)$ con la misma matriz $\underline{V}(m)$ de dirección para obtener un vector $\underline{x}_{\text{mimo},\ell}(m)$ de símbolos de transmisión correspondiente. En cualquier caso, el punto de acceso utiliza la misma matriz $\underline{V}(m)$ de dirección para el procesamiento espacial para todos los vectores de símbolos de datos en el tramo m de transmisión. El punto de acceso procesa adicionalmente y emite los vectores de símbolos de transmisión resultantes a través de las N_{ap} antenas de transmisión en el tramo m de transmisión (bloque 222).

A continuación, se realiza una determinación de si todos los N_M subbloques de símbolos de datos se han procesado y transmitido (es decir, de si $m = N_M$) (bloque 224). Si la respuesta es "No", entonces se incrementa el índice m para el siguiente subbloque/tramo de transmisión (bloque 226), y el proceso vuelve al bloque 218. Si la respuesta es "Sí" para el bloque 224, entonces se realiza una determinación de si hay más datos que emitir (bloque 228). Si la respuesta es "Sí", entonces el proceso vuelve al bloque 212 para empezar el procesamiento para el siguiente conjunto de bloques de símbolos de datos. Si no, el proceso termina.

Cada conjunto de bloques de símbolos de datos se procesa, de este modo, espacialmente con N_M matrices de dirección para obtener N_{ap} secuencias de símbolos de transmisión. Cada secuencia de símbolos de transmisión se emite desde una antena en N_M tramos de transmisión. Las N_M matrices de dirección aleatorizan el canal MIMO efectivo observado por cada terminal de usuario para los N_D bloques de símbolos de datos. La aleatorización del canal MIMO resulta de utilizar diferentes matrices de dirección y no necesariamente de la aleatoriedad en los elementos de las matrices de dirección.

Tal como se observó anteriormente, un tramo de transmisión puede definirse para cubrir uno o más periodos de símbolo y/o una o más subbandas. Para un rendimiento mejorado, es deseable seleccionar el tramo de transmisión para que sea tan pequeño como sea posible, de modo que (1) puedan utilizarse más matrices de dirección para cada bloque de símbolos de datos y (2) cada terminal de usuario pueda obtener tantas "vistas" del canal MIMO como sea posible para cada bloque de símbolos de datos. El tramo de transmisión deberá también ser más corto que el tiempo de coherencia del canal MIMO, que es la duración de tiempo a lo largo de la cual puede suponerse que el canal MIMO es aproximadamente estático. De manera similar, el tramo de transmisión deberá ser más pequeño que el ancho de banda de coherencia del canal MIMO para un sistema de banda ancha (por ejemplo, un sistema OFDM).

B. Recepción de emisión MIMO

La figura 3 muestra un proceso 300 para recibir una transmisión de emisión con ensanchamiento espacial por un terminal de usuario dado. Inicialmente, el índice m utilizado para denotar el tramo de transmisión para el conjunto actual de bloques de símbolos de datos se fija a 1 (bloque 312). El terminal de usuario obtiene símbolos de datos recibidos desde las N_{ur} antenas de recepción para el subbloque m de símbolos de datos (bloque 314). El terminal de usuario determina la matriz $\underline{V}(m)$ de dirección utilizada por el punto de acceso para el subbloque m (bloque 316) y utiliza $\underline{V}(m)$ para obtener $\hat{\underline{H}}_{\text{eff}}(m)$, que es una estimación de la respuesta de canal del canal MIMO efectivo observado por el terminal de usuario para el subbloque m (bloque 318). En la siguiente descripción, "A" sobre una matriz, un vector, o un escalar denota una estimación de la matriz, vector o escalar real. El terminal de usuario, a continuación, realiza un procesamiento espacial de receptor sobre los símbolos de datos recibidos con la estimación $\hat{\underline{H}}_{\text{eff}}(m)$ de respuesta de canal efectivo y obtiene símbolos detectados (o estimaciones de símbolos de datos) para el subbloque m (bloque 320).

A continuación, se realiza una determinación de si se han recibido todos los N_M subbloques de símbolos de datos para el conjunto de bloques de símbolos de datos actual (es decir, si $m = N_M$) (bloque 322). Si la respuesta es "No", entonces se incrementa el índice m para el siguiente subbloque/tramo de transmisión (bloque 324), y el proceso vuelve al bloque 314. Si la respuesta es "Sí" para el bloque 322, entonces el terminal de usuario procesa (por ejemplo, demodula, desintercala y descodifica) los símbolos detectados para todos los N_M subbloques, para obtener datos descodificados para el conjunto de bloques de símbolos de datos actual (bloque 326). A continuación, se realiza una determinación de si hay más datos para recibir (bloque 328). Si la respuesta es "Sí", entonces el proceso vuelve al bloque 312 para empezar a recibir el siguiente conjunto de bloques de símbolos de datos. Si no, el proceso termina.

Cada terminal de usuario puede obtener estimaciones de los símbolos de datos transmitidos utilizando diversas técnicas de procesamiento del receptor. Estas técnicas incluyen una técnica de inversión de matriz de correlación de canal (CCMI, Channel Correlation Matrix Inversion) (que también se denomina comúnmente técnica de forzado a cero), una técnica de mínimo error cuadrático medio (MMSE, Minimum Mean Square Error), una técnica de cancelación sucesiva de interferencia (SIC, Successive Interference Cancellation), etc. En la siguiente descripción, se emite un flujo de símbolos de datos sobre cada canal espacial de $\underline{H}_{\text{eff}}(m)$.

Para la técnica CCMI, el terminal de usuario obtiene una matriz $\underline{M}_{\text{ccmi}}(m)$ de filtro espacial para cada tramo m de

transmisión basándose en la estimación $\hat{H}_{\text{eff}}(m)$ de respuesta de canal efectivo, como sigue:

$$\underline{M}_{\text{ccmi}}(\mathbf{m}) = [\hat{H}_{\text{eff}}^H(\mathbf{m}) \cdot \hat{H}_{\text{eff}}(\mathbf{m})]^{-1} \cdot \hat{H}_{\text{eff}}^H(\mathbf{m}) = \underline{R}^{-1}(\mathbf{m}) \cdot \hat{H}_{\text{eff}}^H(\mathbf{m}), \quad \text{Ec.(5)}$$

5 donde “H” denota la traspuesta conjugada. El terminal de usuario puede estimar la matriz de respuesta de canal, por ejemplo, basándose en símbolos piloto recibidos. Un símbolo piloto es un símbolo de modulación para el piloto, que son datos que son conocidos a priori tanto por el punto de acceso como por los terminales de usuario. El terminal de usuario puede, a continuación, calcular la matriz de respuesta de canal efectivo estimada como $\hat{H}_{\text{eff}}(m) = \hat{H}(\mathbf{m}) \cdot \underline{V}(m)$. Como alternativa, el terminal de usuario puede estimar directamente la matriz de respuesta de canal efectivo, por ejemplo, basándose en símbolos piloto recibidos que se han transmitido utilizando $\underline{V}(m)$.

El terminal de usuario realiza un procesamiento espacial CCMI como sigue:

$$\begin{aligned} \hat{\underline{s}}_{\text{ccmi}}(\mathbf{m}) &= \underline{M}_{\text{ccmi}}(\mathbf{m}) \cdot \underline{r}(\mathbf{m}), \\ &= \underline{R}^{-1}(\mathbf{m}) \cdot \hat{H}_{\text{eff}}^H(\mathbf{m}) \cdot [\underline{H}_{\text{eff}}(\mathbf{m}) \cdot \underline{s}(\mathbf{m}) + \underline{n}(\mathbf{m})] \\ &= \underline{s}(\mathbf{k}) + \underline{n}_{\text{ccmi}}(\mathbf{m}) \end{aligned} \quad \text{Ec(6)}$$

20 donde

$\hat{\underline{s}}_{\text{ccmi}}(m)$ es un vector $N_s \times 1$ con símbolos detectados para el tramo m de transmisión; y

$\underline{n}_{\text{ccmi}}(m) = \underline{M}_{\text{ccmi}}(m) \cdot \underline{n}(m)$ es el ruido filtrado por CCMI para el tramo m de transmisión.

25

La SNR para la técnica CCMI puede expresarse como:

$$\gamma_{\text{ccmi},\ell}(\mathbf{m}) = \frac{P_{\ell}(\mathbf{m})}{r_{\ell\ell}(\mathbf{m}) \sigma_n^2}, \quad \text{para } \ell = 1 \dots N_s \quad \text{Ec(7)}$$

30 donde

$P_{\ell}(m)$ es la potencia de transmisión para el flujo $\{s_{\ell}\}$ de símbolos de datos en el tramo m de transmisión;

$r_{\ell\ell}(m)$ es el elemento diagonal de orden ℓ $\underline{R}^{-1}(m)$;

35

σ_n^2 es la varianza del ruido en el terminal de usuario; y

$\gamma_{\text{ccmi},\ell}(m)$ es la SNR del flujo $\{s_{\ell}\}$ de símbolos de datos en el tramo m de transmisión.

40 La cantidad $P_{\ell}(m)/\sigma_n^2$ es la SNR del flujo $\{s_{\ell}\}$ de símbolos de datos en el terminal de usuario antes del procesamiento espacial del receptor, y se denomina comúnmente la SNR recibida, la SNR de funcionamiento, o el margen del enlace. La cantidad $\gamma_{\text{ccmi},\ell}(m)$ es la SNR del flujo $\{s_{\ell}\}$ de símbolos de datos después del procesamiento espacial del receptor, y también se denomina la SNR posterior a la detección. En la siguiente descripción, “SNR” se refiere a la SNR posterior a la detección a menos que se indique lo contrario. Debido a la estructura de $\underline{R}(m)$, la técnica CCMI puede amplificar el ruido.

45

Para la técnica MMSE, el terminal de usuario obtiene una matriz $\underline{M}_{\text{mmse}}(m)$ de filtro espacial para cada tramo m de transmisión basándose en la estimación $\hat{H}_{\text{eff}}(m)$ de respuesta de canal efectivo, como sigue:

$$\begin{aligned} \underline{M}_{\text{mmse}}(\mathbf{m}) &= [\hat{H}_{\text{eff}}^H(\mathbf{m}) \cdot \hat{H}_{\text{eff}}(\mathbf{m}) + \underline{\Phi}_{\text{nn}}(m)]^{-1} \cdot \hat{H}_{\text{eff}}^H(\mathbf{m}) \\ &= [\hat{H}_{\text{eff}}^H(\mathbf{m}) \cdot \hat{H}_{\text{eff}}(\mathbf{m}) + \sigma_u^2 \underline{I}]^{-1} \cdot \hat{H}_{\text{eff}}^H(\mathbf{m}) \end{aligned} \quad \text{Ec(8)}$$

55 donde $\underline{\Phi}_{\text{nn}}(m)$ es una matriz de autocovarianza del vector $\underline{n}(m)$ de ruido, que es $\underline{\Phi}_{\text{nn}}(m) = E[\underline{n}(m) \cdot \underline{n}^H(m)]$, donde $E[x]$ es el valor esperado de x . La segunda igualdad en la ecuación (8) supone que el vector $\underline{n}(m)$ de ruido es AWGN con media cero y varianza de σ_n^2 . La matriz $\underline{M}_{\text{mmse}}(m)$ de filtro espacial minimiza el error cuadrático medio entre las estimaciones de símbolos del filtro espacial y los símbolos de datos.

El terminal de usuario realiza un procesamiento espacial MMSE como sigue:

60

$$\begin{aligned}
 \hat{\underline{s}}_{\text{mmse}}(m) &= \underline{D}_Q(m) \cdot \underline{M}_{\text{mmse}}(m) \cdot \underline{r}(m) \\
 &= \underline{D}_Q(m) \cdot \underline{M}_{\text{mmse}}(m) \cdot [\underline{H}_{\text{eff}}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}(m)] \\
 &= \underline{D}_Q(m) \cdot \underline{Q}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}_{\text{mmse}}(m)
 \end{aligned}
 \tag{Ec(9)}$$

donde

$\hat{\underline{s}}_{\text{mmse}}(m)$ es un vector $N_S \times 1$ con símbolos detectados para el tramo m de transmisión;

$$\underline{Q}(m) = \underline{M}_{\text{mmse}}(m) \cdot \underline{H}_{\text{eff}}(m);$$

$\underline{D}_Q(m)$ es una matriz diagonal cuyos elementos diagonales son los elementos diagonales de $\underline{Q}^{-1}(m)$, o $\underline{D}_Q(m) = [\text{diag}[\underline{Q}(m)]]^{-1}$; y

$$\underline{n}_{\text{mmse}}(m) = \underline{D}_Q(m) \cdot \underline{M}_{\text{mmse}} \cdot \underline{n}(m) \text{ es el ruido filtrado por MMSE.}$$

Las estimaciones de símbolos del filtro espacial son estimaciones no normalizadas de los símbolos de datos. La multiplicación con la matriz $\underline{D}_Q(m)$ de escalado proporciona estimaciones normalizadas de los símbolos de datos.

La SNR para la técnica MMSE puede expresarse como:

$$\gamma_{\text{mmse},\ell}(m) = \frac{q_{\ell\ell}(m)}{1 - q_{\ell\ell}(m)} P_{\ell}(m), \text{ para } \ell = 1 \dots N_S \tag{Ec(10)}$$

donde

$q_{\ell\ell}(m)$ es el elemento diagonal de orden ℓ de $\underline{Q}(m)$; y
 P_{ℓ}

$\gamma_{\text{mmse},\ell}(m)$ es la SNR para el flujo $\{s_{\ell}\}$ de símbolos de datos en el tramo m de transmisión.

Para la técnica SIC, el terminal de usuario procesa los N_{ut} flujos de símbolos recibidos en N_D etapas sucesivas para los N_D flujos de datos. Para cada etapa, el terminal de usuario realiza un procesamiento espacial sobre los N_{ut} flujos de símbolos recibidos o los N_{ut} flujos de símbolos modificados de la etapa anterior (por ejemplo, utilizando la técnica CCMI, MMSE, o alguna otra técnica) para obtener un flujo de símbolos detectados. A continuación, el terminal de usuario procesa (por ejemplo, demodula, desintercala y descodifica) este flujo de símbolos detectados para obtener un flujo de datos descodificado correspondiente. El terminal de usuario, a continuación, estima y cancela la interferencia debida a este flujo y obtiene N_{ut} flujos de símbolos modificados para la siguiente etapa. El terminal de usuario, a continuación, repite el mismo procesamiento sobre los N_{ut} flujos de símbolos modificados para recuperar otro flujo de datos. Si la interferencia debida a cada flujo de datos puede estimarse con precisión y cancelarse, entonces los flujos de datos recuperados más tarde experimentan menos interferencia y, en general, pueden conseguir SNR superiores de media. Esto permite a la emisión MIMO emplear velocidades de transmisión de datos superiores sobre aquellos flujos que se detectan más tarde, mejorando de manera efectiva la capacidad de tratamiento de la emisión. Si se emplean diferentes velocidades de transmisión de datos sobre diferentes flujos de datos transmitidos, entonces los terminales de usuario pueden descodificar estos flujos en un orden predeterminado, desde el flujo de velocidad de transmisión de datos más baja hasta el flujo de velocidad de transmisión de datos más alta.

Para la técnica SIC, puede conseguirse un mayor rendimiento estimando la interferencia utilizando datos descodificados en lugar de los símbolos detectados. En este caso, los N_D bloques de símbolos de datos para cada longitud de bloque se recuperan un bloque cada vez. Cada bloque de símbolos de datos se detecta y descodifica en una etapa, y los datos descodificados se utilizan para estimar y cancelar la interferencia debida al bloque de símbolos de datos.

Para mayor claridad, la siguiente descripción supone que (1) $N_D = N_S$ y cada bloque/flujo de símbolos de datos se transmite como una entrada del vector $\underline{s}(m)$ de símbolos de datos y (2) los N_D flujos de símbolos de datos se recuperan en orden secuencial, de modo que el flujo $\{s_{\ell}\}$ de símbolos de datos se recupera en la etapa ℓ , para $\ell = 1 \dots N_S$. Para la técnica SIC, los flujos de símbolos de entrada (recibidos o modificados) para la etapa ℓ , donde $\ell = 1 \dots N_S$, pueden expresarse como:

$$\underline{r}_{\text{sic}}^{\ell}(m) = \underline{H}_{\text{eff}}^{\ell}(m) \cdot \underline{s}^{\ell}(m) + \underline{n}^{\ell}(m), \tag{Ec. (11)}$$

donde

5 $\underline{r}_{\text{sic}}^{\ell}(m)$ es un vector de N_{ut} símbolos modificados para el tramo m de transmisión en la etapa ℓ , y $\underline{r}_{\text{sic}}^1(m) = \underline{r}(m)$ para la primera etapa;

$\underline{s}^{\ell}(m)$ es un vector de $N_{\text{S}} - \ell + 1$ símbolos de datos no recuperados aún para el tramo m de transmisión en la etapa ℓ ;

10 $\underline{H}_{\text{eff}}^{\ell}(m)$ es un matriz de respuesta de canal efectivo reducida $N_{\text{ut}} \times (N_{\text{ap}} - \ell + 1)$ para el tramo m de transmisión en la etapa ℓ ; y

$\underline{n}^{\ell}(m)$ es un vector reducido de $\underline{n}(m)$.

15 La ecuación (11) supone que los flujos de símbolos de datos recuperados en las $\ell - 1$ etapas anteriores se cancelan. Las dimensiones de la matriz $\underline{H}_{\text{eff}}^{\ell}(m)$ se reducen sucesivamente en una columna para cada etapa puesto que se recupera y cancela un flujo de símbolos de datos. Para la etapa ℓ , la matriz $\underline{H}_{\text{eff}}^{\ell}(m)$ de respuesta de canal efectiva reducida se obtiene eliminando $\ell - 1$ columnas en la matriz $\underline{H}_{\text{eff}}(m)$ original correspondientes a los $\ell - 1$ flujos de símbolos de datos recuperados previamente, o $\underline{H}_{\text{eff}}^{\ell}(m) = [\underline{h}_{\text{eff},\ell}^{\ell}(m) \ \underline{h}_{\text{eff},\ell+1}^{\ell}(m) \ \dots \ \underline{h}_{\text{eff},N_{\text{S}}}^{\ell}(m)]$, donde $\underline{h}_{\text{eff},\ell}^{\ell}(m)$ es un vector

20 $N_{\text{ut}} \times 1$ para la respuesta de canal efectivo observada por el flujo $\{s_{\ell}\}$ de símbolos de datos en el tramo m de transmisión.

Para la etapa ℓ , el terminal de usuario obtiene una matriz $\underline{M}_{\text{sic}}^{\ell}(m)$ de filtro espacial basándose en la estimación $\underline{H}_{\text{eff}}^{\ell}(m)$ de respuesta de canal efectivo reducida (en lugar de la estimación $\underline{H}_{\text{eff}}(m)$ de respuesta de canal efectivo original) utilizado la técnica CCMI, tal como se muestra en la ecuación (5), la técnica MMSE, tal como se muestra en la ecuación (8), o alguna otra técnica. La matriz $\underline{M}_{\text{sic}}^{\ell}(m)$ de filtro espacial tiene dimensiones de $(N_{\text{S}} - \ell + 1) \times N_{\text{ut}}$. Puesto que $\underline{H}_{\text{eff}}^{\ell}(m)$ es diferente para cada etapa, la matriz $\underline{M}_{\text{sic}}^{\ell}(m)$ también es diferente para cada etapa.

El terminal de usuario realiza un procesamiento espacial para la etapa, como sigue:

$$\begin{aligned} \underline{\hat{S}}_{\text{sic}}^{\ell}(m) &= \underline{D}_{\text{sic}}^{\ell}(m) \cdot \underline{M}_{\text{sic}}^{\ell}(m) \cdot \underline{r}_{\text{sic}}^{\ell}(m) \\ &= \underline{D}_{\text{sic}}^{\ell}(m) \cdot \underline{M}_{\text{sic}}^{\ell}(m) \cdot [\underline{H}_{\text{eff}}^{\ell}(m) \cdot \underline{s}^{\ell}(m) + \underline{n}^{\ell}(m)] \\ &= \underline{D}_{\text{sic}}^{\ell}(m) \cdot \underline{Q}_{\text{sic}}^{\ell}(m) \cdot \underline{s}^{\ell}(m) + \underline{n}_{\text{sic}}^{\ell}(m) \end{aligned} \quad \text{Ec. (12)}$$

donde

40 $\underline{\hat{S}}_{\text{sic}}^{\ell}(m)$ es un vector con $N_{\text{S}} - \ell + 1$ símbolos detectados para el tramo m de transmisión en la etapa ℓ ;

$$\underline{Q}_{\text{sic}}^{\ell}(m) = \underline{M}_{\text{sic}}^{\ell}(m) \cdot \underline{H}_{\text{eff}}^{\ell}(m);$$

$\underline{D}_{\text{sic}}^{\ell}(m)$ es una matriz de elementos diagonales de $[\underline{Q}_{\text{sic}}^{\ell}(m)]^{-1}$; y

45 $\underline{n}_{\text{sic}}^{\ell}(m)$ es el ruido filtrado para el tramo m de transmisión en la etapa ℓ .

El terminal de usuario selecciona uno de los flujos de símbolos detectados para su recuperación.

50 Puesto que solo se recupera un flujo de símbolos de datos en cada etapa, el terminal de usuario puede, simplemente, obtener un vector $\underline{m}^{\ell}(m)$ fila de filtro espacial $1 \times N_{\text{ut}}$ para el flujo $\{s_{\ell}\}$ de símbolos de datos que va a recuperarse en la etapa ℓ . El vector $\underline{m}^{\ell}(m)$ fila es una fila de la matriz $\underline{M}_{\text{sic}}^{\ell}(m)$. En este caso, el procesamiento espacial para la etapa ℓ puede expresarse como:

$$\underline{\hat{S}}_{\ell}(m) = \alpha_{\ell} \cdot \underline{m}^{\ell}(m) \cdot \underline{r}_{\text{sic}}^{\ell}(m) = \alpha_{\ell} \cdot \underline{q}^{\ell}(m) \cdot \underline{s}^{\ell}(m) + \underline{n}_{\ell}^{\ell}(m), \quad \text{Ec. (13)}$$

55 donde $\underline{q}^{\ell}(k)$ es la fila de $\underline{Q}_{\text{sic}}^{\ell}(m)$ correspondiente al flujo $\{s_{\ell}\}$ de símbolos de datos y α_{ℓ} es un factor de escala para el flujo $\{s_{\ell}\}$ de símbolos de datos.

60 En cualquier caso, el terminal de usuario procesa (por ejemplo, demodula, desintercala y descodifica) el flujo $\{\hat{S}_{\ell}\}$ de símbolos detectados para obtener un flujo $\{\hat{d}_{\ell}\}$ de datos descodificado. El terminal de usuario también forma una estimación de la interferencia que provoca este flujo para los otros flujos de símbolos de datos no recuperados aún. Para estimar la interferencia, el terminal de usuario vuelve a codificar, intercalar y mapear por símbolo el flujo $\{\hat{d}_{\ell}\}$ de datos descodificado de la misma manera que se realiza en el punto de acceso, y obtiene un flujo de símbolos $\{\hat{S}\}$

"remodulado", que es una estimación del flujo $\{s_\ell\}$ de símbolos de datos que se acaba de recuperar. A continuación, el terminal de usuario convolucionará el flujo $\{\hat{S}_\ell\}$ de símbolos remodulado con cada uno de los N_{ut} elementos en el vector $\underline{h}_{eff,\ell}(m)$ de respuesta de canal efectivo para el flujo $\{s_\ell\}$, para obtener N_{ut} componentes $\hat{i}_\ell(m)$ de interferencia provocadas por este flujo. Las N_{ut} componentes de interferencia se restan, a continuación, de los N_{ut} flujos $\underline{r}_{sic}^\ell(m)$ de símbolos modificados para la etapa ℓ , para obtener N_{ut} flujos $\underline{r}_{sic,u}^{\ell+1}(m)$ de símbolos modificados para la siguiente etapa, o $\underline{r}_{sic,u}^{\ell+1}(m) = \underline{r}_{sic}^\ell(m) - \hat{i}_\ell(m)$. Los flujos $\underline{r}_{sic,u}^{\ell+1}(m)$ de símbolos modificados representan los flujos que se habrían recibido si el flujo $\{s_\ell\}$ de símbolos de datos no se hubiese transmitido, suponiendo que la cancelación de interferencia se realizó de manera efectiva.

10 Para la técnica SIC, la SNR de cada flujo de símbolos de datos depende de (1) la técnica de procesamiento espacial (por ejemplo, CCMI o MMSE) utilizada para cada etapa, (2) la etapa específica en la que se recupera el flujo de símbolos de datos, y (3) la cantidad de interferencia debida a los flujos de símbolos de datos recuperados en las últimas etapas. La SNR para la técnica SIC con CCMI puede expresarse como:

$$15 \quad \gamma_{sic-ccmi,\ell}(m) = \frac{P_\ell(m)}{r_\ell(m) \sigma_{2n}} \quad , \quad \text{para } \ell = 1 \dots N_s \quad \text{Ec(14)}$$

donde $r_\ell(m)$ es el elemento diagonal de $[\underline{R}_{sic}^\ell(m)]^{-1}$ para el flujo $\{s_\ell\}$ de símbolos de datos, y $\underline{R}^\ell(m) = [\underline{H}_{eff}^\ell(m)]^H \cdot \underline{H}_{eff}^\ell(m)$.

20 La SNR para la técnica SIC con MMSE puede expresarse como:

$$\gamma_{sic-mmse,\ell}(m) = \frac{q_\ell(m)}{1 - q_\ell(m)} P_\ell(m) \quad , \quad \text{para } \ell = 1 \dots N_s \quad \text{Ec(15)}$$

25 donde $q_\ell(m)$ es el elemento diagonal de $\underline{Q}_{sic}^\ell(m)$ para el flujo $\{s_\ell\}$ de símbolos de datos, donde $\underline{Q}_{sic}^\ell(m)$ se obtiene tal como se muestra para la ecuación (9), pero basándose en la matriz $\hat{\underline{H}}_{eff}^\ell(m)$ de respuesta de canal efectivo reducida en lugar de la matriz $\underline{H}_{eff}^\ell(m)$ de respuesta de canal efectivo original.

30 En general, la SNR mejora progresivamente para flujos de símbolos de datos recuperados en las últimas etapas, porque se cancela la interferencia de flujos de símbolos de datos recuperados en etapas anteriores. Esto permite, por lo tanto, que se utilicen velocidades superiores para flujos de símbolos de datos recuperados más tarde.

35 La descripción anterior para la técnica SIC supone que cada bloque de símbolos de datos se envía como una entrada de $\underline{s}(m)$. En general, cada etapa descodifica y recupera un bloque de símbolos de datos, que puede haberse demultiplexado y enviado en un número de entradas de $\underline{s}(m)$. La descripción anterior también supone que los flujos de datos se recuperan en un orden secuencial determinado por el índice ℓ de flujo. Puede conseguirse un mejor rendimiento recuperando los flujos de datos en un orden secuencial determinado por sus SNR requeridas. Por ejemplo, el flujo de datos que requiere la SNR más baja (por ejemplo, el flujo de datos enviado con la velocidad de transmisión de datos más baja y/o la potencia de transmisión más alta) puede recuperarse primero, seguido por el flujo de datos con la SNR requerida más baja siguiente, etc.

40 **C. Selección de matriz de dirección**

45 Tal como se observó anteriormente, puede generarse un conjunto de L matrices de dirección y utilizarse para el ensanchamiento espacial. Las matrices de dirección en el conjunto pueden seleccionarse para su uso de diversas maneras. En una realización, las matrices de dirección se seleccionan a partir del conjunto de una manera determinista. Por ejemplo, las L matrices de dirección pueden disponerse de manera cíclica y seleccionarse en orden secuencial, empezando con la primera matriz $\underline{V}(1)$ de dirección, luego la segunda matriz $\underline{V}(2)$ de dirección, etc., y luego, la última matriz $\underline{V}(L)$ de dirección. En otra realización, las matrices de dirección se seleccionan a partir del conjunto de una manera pseudoaleatoria. Por ejemplo, la matriz de dirección a utilizar para cada tramo m de transmisión puede seleccionarse basándose en una función $f(m)$ que selecciona de manera pseudoaleatoria una de las L matrices de dirección, o matriz $\underline{V}(f(m))$ de dirección. En otra realización adicional, las matrices de dirección se seleccionan a partir del conjunto de una manera "permutada". Por ejemplo, las L matrices de dirección pueden disponerse de manera cíclica y seleccionarse para su uso en orden secuencial. No obstante, la matriz de dirección de inicio para cada ciclo puede seleccionarse de una manera pseudoaleatoria, en lugar de ser siempre $\underline{V}(1)$ la primera matriz de dirección. Las L matrices de dirección también pueden seleccionarse de otras maneras, y esto está dentro del alcance de la invención.

60 La selección de matrices de dirección también puede depender del número (L) de matrices de dirección en el conjunto, y de la longitud (N_M) de bloque. En general, el número de matrices de dirección puede ser mayor que, igual a, o menor que la longitud de bloque. La selección de matrices de dirección para estos tres casos puede realizarse tal como se describe a continuación.

Si $L = N_M$, entonces el número de matrices de dirección coincide con la longitud de bloque. En este caso, puede

seleccionarse una matriz de dirección diferente para cada uno de los N_M tramos de transmisión utilizados para emitir un conjunto de bloques de símbolos de datos. Las N_M matrices de dirección para los N_M tramos de transmisión pueden seleccionarse de una manera determinista, pseudoaleatoria o permutada, tal como se describió anteriormente.

5 Si $L < N_M$, entonces la longitud de bloque es mayor que el número de matrices de dirección en el conjunto. En este caso, las matrices de dirección se reutilizan para cada conjunto de bloques de símbolos de datos y pueden seleccionarse tal como se describió anteriormente.

10 Si $L > N_M$, entonces se utiliza un subconjunto de las matrices de dirección para cada conjunto de bloques de símbolos de datos. La selección del subconjunto específico a utilizar para cada conjunto de bloques de símbolos de datos puede ser determinista o pseudoaleatoria. Por ejemplo, la primera matriz de dirección a utilizar para el conjunto de bloques de símbolos de datos actual puede ser la matriz de dirección después de la última utilizada para un conjunto de bloques de símbolos de datos anterior.

15 **D. Sistema MIMO**

La figura 4 muestra un diagrama de bloques del punto de acceso 110 y el terminal 120 de usuario en el sistema 100 MIMO. El terminal 120 de usuario es uno de los terminales de usuario en la figura 1. En el punto de acceso 110, un procesador 420 de datos TX recibe y procesa (por ejemplo, codifica, intercala y modula) datos para N_D flujos de datos, y proporciona N_S flujos de símbolos de datos, donde $N_S \geq N_D \geq 1$. Un procesador 430 espacial TX recibe y procesa espacialmente los N_S flujos de símbolos de datos para el ensanchamiento espacial, multiplexa en símbolos piloto, y proporciona N_{ap} flujos de símbolos de transmisión a N_{ap} unidades 432a a 432ap transmisoras (TMTR). El procesamiento mediante el procesador de datos de TX 420 se describe más adelante, y el procesamiento espacial mediante el procesador espacial de TX 430 es tal como se describió anteriormente. Cada unidad transmisora 432 acondiciona (por ejemplo, convierte a analógico, filtra, amplifica y convierte a una frecuencia mayor) un flujo de símbolos de transmisión respectivo para generar una señal modulada. Las N_{ap} unidades 432a a 432ap transmisoras proporcionan N_{ap} señales moduladas para la transmisión desde las N_{ap} antenas 434a a 434ap, respectivamente.

30 En el terminal 120 de usuario, N_{ut} antenas 452a a 452ut reciben las N_{ap} señales transmitidas, y cada antena 452 proporciona una señal recibida a una unidad 454 receptora (RCVR) respectiva. Cada unidad 454 receptora realiza un procesamiento complementario al realizado por la unidad 432 transmisora y proporciona (1) símbolos de datos recibidos a un procesador 460 espacial RX y (2) símbolos piloto recibidos a un estimador 484 de canal dentro de un controlador 480. El procesador 460 espacial de recepción realiza un procesamiento espacial sobre N_{ut} flujos de símbolos recibidos desde N_{ut} unidades 454a a 454ut receptoras con matrices de filtro espacial del controlador 480, y proporciona N_S flujos de símbolos detectados, que son estimaciones de los N_S flujos de símbolos de datos emitidos por el punto de acceso 110. Un procesador 470 de datos RX, a continuación, procesa (por ejemplo, demapea, desintercala y descodifica) los N_S flujos de símbolos detectados y proporciona N_D flujos de datos descodificados, que son estimaciones de los N_D flujos de datos.

40 Los controladores 440 y 480 controlan el funcionamiento de diversas unidades de procesamiento en el punto de acceso 110 y el terminal 120 de usuario, respectivamente. Las unidades 442 y 482 de memoria almacenan datos y/o códigos de programa utilizados por los controladores 440 y 480, respectivamente.

45 La figura 5A muestra un diagrama de bloques de un procesador 420a de datos TX y un procesador 430a espacial TX, que son una realización del procesador 420 de datos TX y el procesador 430 espacial TX en el punto de acceso 110. Para esta realización, el procesador 420a de datos TX incluye N_D procesadores 520a a 520nd de flujos de datos TX para N_D flujos de datos, $\{d_\ell\}$ para $\ell = 1 \dots N_D$.

50 Dentro de cada procesador 520 de flujos de datos TX, un codificador 522 recibe y codifica flujo de datos $\{d_\ell\}$ basándose en un esquema de codificación, y proporciona bits de código. El flujo de datos puede llevar uno o más paquetes de datos, y cada paquete de datos se codifica normalmente por separado para obtener un bloque de código o paquete de datos codificado. La codificación aumenta la fiabilidad de la transmisión de datos. El esquema de codificación puede incluir generación de comprobación de redundancia cíclica (CRC, Cyclic Redundancy Check), codificación convolucional, turbocodificación, codificación de comprobación de paridad de baja densidad (LDPC, Low Density Parity Check), codificación de bloques, otra codificación, o una combinación de los mismos. Con ensanchamiento espacial, la SNR puede variar a través de un bloque de código incluso si el canal MIMO es estático sobre el bloque de código. Puede utilizarse un esquema de codificación suficientemente potente para combatir la variación de SNR a través del bloque de código, de modo que el rendimiento codificado es proporcional a la media de SNR a través del bloque de código. Algunos esquemas de codificación de ejemplo que pueden proporcionar buen rendimiento para ensanchamiento espacial incluyen turbocodificación (por ejemplo, la definida por IS-856), código LDPC, y código convolucional.

65 Un intercalador 524 de canales intercala (es decir, reordena) los bits de código basándose en un esquema de intercalación para conseguir diversidad de frecuencia, tiempo y/o espacial. La intercalación puede realizarse a través de un bloque de código, un bloque de código parcial, múltiples bloques de código, uno o más tramos de transmisión,

etc. Una unidad 526 de mapeo por símbolo mapea los bits intercalados basándose en un esquema de modulación y proporciona un flujo $\{s_i\}$ de símbolos de datos. La unidad 526 agrupa cada conjunto de B bits intercalados para formar un valor de B bits, donde $B \geq 1$, y además mapea cada valor de B bits a un símbolo de modulación específico basándose en el esquema de modulación (por ejemplo, QPSK, M-PSK, o M-QAM, donde $m = 2^B$). La unidad 526 proporciona un bloque de símbolos de datos para cada bloque de código.

En la figura 5A, N_D procesadores 520a a 520nd de flujos de datos TX procesan los N_D flujos de datos y proporcionan N_D bloques de símbolos de datos para cada longitud de bloque de N_M tramos de transmisión. Un procesador 520 de flujos de datos TX también puede procesar los N_D flujos de datos, por ejemplo, de una manera con multiplexación por división de tiempo (TDM, Time Division Multiplex). Pueden utilizarse el mismo o diferentes esquemas de codificación y modulación para los N_D flujos de datos. Además, pueden utilizarse la misma o diferentes velocidades de transmisión de datos para los N_D flujos de datos. La velocidad de transmisión de datos para cada flujo de datos se determina mediante los esquemas de codificación y modulación utilizados para ese flujo.

Un multiplexor/demultiplexor 528 (Mux/Demux) recibe y multiplexa/demultiplexa los símbolos de datos para los N_D flujos de datos en N_S flujos de símbolos de datos. Si $N_D = N_S$, entonces el Mux/Demux 528 puede proporcionar simplemente los símbolos de datos para cada flujo de datos como un flujo de símbolos de datos respectivo. Si $N_D = 1$, entonces el Mux/Demux 528 demultiplexa los símbolos de datos para el flujo de datos en N_S flujos de símbolos de datos.

El procesador 430a espacial TX recibe N_D bloques de símbolos de datos desde el procesador 420a de datos TX y N_M matrices $\underline{V}(m)$ de dirección desde el controlador 440 para cada longitud de bloque de N_M tramos de transmisión. Las matrices de dirección pueden ser recuperadas de un almacén 542 de matrices de dirección (SM, Steering Matrix) dentro de la unidad 442 de memoria, o ser generadas por el controlador 440 cuando se necesiten. Dentro del procesador 430a espacial TX, una unidad 532 de multiplicación de matrices realiza un procesamiento espacial sobre los símbolos de datos para cada tramo m de transmisión con la matriz $\underline{V}(m)$ de dirección, y proporciona símbolos de transmisión para ese tramo de transmisión. Un multiplexor 534 multiplexa los símbolos de transmisión con símbolos piloto, por ejemplo, de una manera multiplexada por división de tiempo. Para cada tramo de transmisión, el procesador 430a espacial TX proporciona N_{ap} secuencias de símbolos de transmisión para la emisión desde las N_{ap} antenas de punto de acceso en uno o más periodos de símbolo y/o en una o más subbandas para ese tramo de transmisión. El procesador 430a espacial TX multiplexa además las N_{ap} secuencias de símbolos de transmisión para diferentes tramos de transmisión, y proporciona N_{ap} flujos de símbolos de transmisión, $\{x_j\}$ para $j = 1 \dots N_{ap}$, para las N_{ap} antenas de punto de acceso.

La figura 5B muestra un diagrama de bloques de un procesador 420b de datos TX y un procesador 430b espacial TX, que son otra realización del procesador 420 de datos TX y el procesador 430 espacial TX en el punto de acceso 110. Para esta realización, el procesador 420b de datos TX incluye un procesador 520 de flujos de datos TX para un flujo de datos $\{d\}$. El procesador 520 de flujos de datos TX procesa el flujo $\{d\}$ de datos tal como se describió anteriormente para la figura 5A, y proporciona símbolos de datos. Un demultiplexor 529 demultiplexa los símbolos de datos del procesador 520 en N_S flujos de símbolos de datos, $\{s_\ell\}$ para $\ell = 1 \dots N_S$, de modo que cada bloque de símbolos de datos se emite sobre N_S canales espaciales de $\underline{H}(m)$.

Dentro del procesador 430b espacial TX, un multiplexor 530 recibe los N_S flujos de símbolos de datos desde el procesador 420b de datos TX, multiplexa en símbolos piloto, y proporciona N_S flujos de símbolos de datos/piloto. La unidad 532 de multiplicación de matrices realiza un procesamiento espacial sobre los símbolos de datos/piloto para cada tramo m de transmisión con la matriz $\underline{V}(m)$ de dirección y proporciona símbolos de transmisión para ese tramo de transmisión. El procesador 430b espacial TX proporciona N_{ap} flujos de símbolos de transmisión, $\{x_j\}$ para $j = 1 \dots N_{ap}$, para las N_{ap} antenas de punto de acceso. El procesador 430b espacial TX realiza ensanchamiento espacial tanto sobre los símbolos de datos como piloto, mientras que el procesador 430a espacial TX realiza ensanchamiento espacial sobre símbolos de datos, pero no sobre símbolos piloto.

Las figuras 5A y 5B muestran realizaciones de ejemplo del procesador 420 de datos TX y el procesador 430 espacial TX en el punto de acceso 110. Los procesadores 420 y 430 también pueden implementarse de otras maneras, y esto está dentro del alcance de la invención.

La figura 6A muestra un diagrama de bloques de una realización de las unidades de procesamiento en el terminal 120 de usuario, que puede utilizarse conjuntamente con la realización de punto de acceso mostrada en la figura 5A. N_{ut} unidades 454a a 454ut receptoras proporcionan símbolos piloto recibidos, $\{r_i^p\}$ para $i = 1 \dots N_{ut}$, al estimador 484 de canal. Si el punto de acceso 110 transmite símbolos piloto sin ensanchamiento espacial (tal como se muestra en la figura 5A), entonces el estimador 484 de canal obtiene $\hat{\underline{H}}(m)$, que es una estimación de la matriz $\underline{H}(m)$ de respuesta de canal, basándose en los símbolos piloto recibidos. El estimador 484 de canal obtiene, a continuación, la matriz $\underline{V}(m)$ de dirección para cada tramo m de transmisión, y obtiene $\hat{\underline{H}}_{eff}(m)$, que es una estimación de la matriz de respuesta de canal efectivo, como $\hat{\underline{H}}_{eff}(m) = \hat{\underline{H}}(m) \cdot \underline{V}(m)$. El terminal 120 de usuario se sincroniza con el punto de acceso 110, de modo que ambas entidades utilizan la misma matriz $\underline{V}(m)$ de dirección para cada tramo m de transmisión. Si el punto de acceso 110 transmite símbolos piloto con ensanchamiento espacial (tal como se muestra en la figura 5B), entonces el estimador 484 de canal estima directamente la matriz de respuesta de canal efectivo

basándose en los símbolos piloto recibidos. En cualquier caso, el estimador 484 de canal proporciona la matriz $\hat{\underline{H}}_{\text{eff}}(m)$ de respuesta de canal efectivo estimada para cada tramo de transmisión.

El controlador 480 obtiene una matriz $\underline{M}(m)$ de filtro espacial y, posiblemente, una matriz $\underline{D}(m)$ diagonal para cada tramo de transmisión basándose en la matriz $\hat{\underline{H}}_{\text{eff}}(m)$ de respuesta de canal estimada y utilizando la técnica CCMI, MMSE, o alguna otra técnica. El procesador 460 espacial RX obtiene símbolos de datos recibidos, $\{r_i^d\}$ para $i = 1 \dots N_{\text{ut}}$, de las unidades receptoras 454a a 454ut y las matrices $\underline{M}(m)$ y $\underline{D}(m)$ del controlador 480. El procesador 460 espacial RX realiza un procesamiento espacial del receptor sobre los símbolos de datos recibidos para cada tramo de transmisión con las matrices $\underline{M}(m)$ y $\underline{D}(m)$, y proporciona símbolos detectados al procesador 470 de datos RX.

Para la realización mostrada en la figura 6A, el procesador 470a de datos RX incluye un multiplexor/demultiplexor 668 y N_D procesadores 670a a 670nd de flujos de datos RX para los N_D flujos de datos. El Mux/Demux 668 recibe y multiplexa/demultiplexa los N_S flujos de símbolos detectados para los N_S canales espaciales en N_D flujos de símbolos detectados para los N_D flujos de datos. Dentro de cada procesador 670 de flujos de datos RX, una unidad 672 de demapeo por símbolo modula los símbolos detectados para el flujo de datos asociado según el esquema de modulación utilizado para ese flujo, y proporciona datos demodulados. Un desintercalador 674 de canal desintercala los datos demodulados de una manera complementaria a la intercalación realizada sobre ese flujo por el punto de acceso 110. Un decodificador 676 decodifica los datos desintercalados de una manera complementaria a la codificación realizada por el punto de acceso 110 sobre ese flujo. Por ejemplo, puede utilizarse un decodificador Turbo o un decodificador Viterbi para el decodificador 676 si el punto de acceso 110 realiza, respectivamente, turbocodificación o codificación convolucional. El decodificador 676 proporciona un flujo de datos descodificado, que incluye un paquete de datos descodificado para cada bloque de símbolos de datos.

La figura 6B muestra un diagrama de bloques de un procesador 460b espacial RX y un procesador 470b de datos RX, que implementa la técnica SIC para el terminal 120 de usuario. El procesador 460b espacial RX y el procesador 470b de datos RX implementan N_D etapas de procesamiento de receptor en cascada para los N_D flujos de datos. Para mayor sencillez, $N_D = N_S$ y cada flujo de símbolos de datos corresponde a un flujo de datos respectivo. Cada una de las etapas 1 a $N_D - 1$ incluye un procesador 660 espacial, un cancelador 662 de interferencia, un procesador 670 de flujos de datos RX, y un procesador 680 de flujos de datos TX. La última etapa incluye solo un procesador 660nd espacial y un procesador 670nd de flujos de datos RX. Cada procesador 670 de flujos de datos RX incluye una unidad de demapeo por símbolo, un desintercalador de canal y un decodificador, tal como se muestra en la figura 6A. Cada procesador 680 de flujos de datos TX incluye un codificador, un intercalador de canal y una unidad de mapeo por símbolo, tal como se muestra en la figura 5B.

Para la etapa 1, el procesador 660a espacial realiza un procesamiento espacial de receptor sobre los N_{ut} flujos de símbolos recibidos, y proporciona un flujo $\{\hat{s}_1\}$ de símbolos detectados. El procesador 670a de flujos de datos RX demodula, desintercala y decodifica el flujo $\{\hat{s}_1\}$ de símbolos detectados y proporciona un flujo $\{\hat{d}_1\}$ de datos descodificado correspondiente. El procesador 680a de flujos de datos TX codifica, intercala y modula el flujo $\{\hat{d}_1\}$ de datos descodificado de la misma manera realizada por el punto de acceso 110 para ese flujo, y proporciona un flujo $\{\hat{s}_1\}$ de símbolos remodulado. El cancelador 662 de interferencia procesa el flujo $\{\hat{s}_1\}$ de símbolos remodulado con la matriz $\hat{\underline{H}}_{\text{eff}}(m)$ de respuesta de canal efectivo estimada para obtener N_{ut} componentes de interferencia debidas al flujo $\{\hat{s}_1\}$ de símbolos de datos. Las N_{ut} componentes de interferencia se restan de los N_{ut} flujos de símbolos recibidos para obtener N_{ut} flujos de símbolos modificados, que se proporcionan a la etapa 2.

Cada una de las etapas 2 a $N_D - 1$ realiza el mismo procesamiento que la etapa 1, aunque sobre los N_{ut} flujos de símbolos modificados de la etapa anterior en lugar de los N_{ut} flujos de símbolos recibidos. La última etapa realiza un procesamiento espacial y descodificación sobre los N_{ut} flujos de símbolos modificados de la etapa $N_D - 1$ y no realiza estimación y cancelación de interferencia.

Los procesadores 660a a 660nd espaciales pueden implementar cada uno la técnica CCMI, MMSE, o alguna otra técnica. Cada procesador 660 espacial multiplica un vector $\underline{r}_{\text{sic}}^t(m)$ de símbolos de entrada (recibidos o modificados) con una matriz $\underline{M}_{\text{sic}}^t(m)$ de filtro espacial para obtener un vector $\underline{\hat{s}}_{\text{sic}}^t(m)$ de símbolos detectados, y proporciona el flujo de símbolos detectados para esa etapa. La matriz $\underline{M}_{\text{sic}}^t(m)$ se obtiene basándose en la estimación $\hat{\underline{H}}_{\text{eff}}^t(m)$ de respuesta de canal efectivo reducida para la etapa.

2. Emisión MISO

La figura 7 muestra un sistema 700 MISO con un punto de acceso 710 y terminales 720 de usuario. El punto de acceso 710 está equipado con múltiples (N_{ap}) antenas para la transmisión de datos. Cada terminal 720 de usuario está equipado con una única antena para la recepción de datos. Los terminales de usuario pueden distribuirse por toda la zona de cobertura del punto de acceso 710. Se forma un canal MISO diferente mediante las N_{ap} antenas en el punto de acceso y la única antena en cada terminal de usuario. El canal MISO para un terminal de usuario dado puede caracterizarse mediante un vector \underline{h} fila de respuesta de canal $1 \times N_{\text{ap}}$, que es $\underline{h} = [h_1 \ h_2 \dots \ h_{N_{\text{ap}}}]$, donde la entrada h_j , para $j = 1 \dots N_{\text{ap}}$, denota el acoplamiento entre la antena j del punto de acceso y la antena del terminal de usuario.

Puede utilizarse ensanchamiento espacial para aleatorizar el canal MISO efectivo observado por cada terminal de usuario de una única antena de modo que el rendimiento de emisión no venga dictado por el estado del canal del peor caso esperado. Para el sistema MISO, el punto de acceso realiza un procesamiento espacial con vectores de dirección, que son matrices de dirección degeneradas que contienen solo una columna.

El procesamiento espacial en el punto de acceso para ensanchamiento espacial en el sistema MISO puede expresarse como:

$$\underline{X}_{\text{miso}}(m) = \underline{v}(m) \cdot \underline{s}(m), \quad \text{Ec(16)}$$

donde

$s(m)$ es un símbolo de datos que va a enviarse en el tramo m de transmisión;

$\underline{v}(m)$ es un vector de dirección $N_{\text{ap}} \times 1$ para el tramo m de transmisión; y

$\underline{X}_{\text{miso}}(m)$ es un vector $N_{\text{ap}} \times 1$ con N_{ap} símbolos de transmisión que van a enviarse desde las N_{ap} antenas de punto de acceso en el tramo m de transmisión.

Puede generarse un conjunto de L vectores de dirección y se denota como $\{\underline{v}\}$, o $\underline{v}(i)$ para $i = 1 \dots L$. Se selecciona un vector de dirección en el conjunto para cada tramo m de transmisión y se utiliza para el procesamiento espacial por el punto de acceso para ese tramo de transmisión.

Los símbolos recibidos en cada terminal de usuario de una única antena con ensanchamiento espacial pueden expresarse como:

$$\underline{r}(m) = \underline{h}(m) \cdot \underline{v}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}(m) = \underline{h}_{\text{eff}}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}(m), \quad \text{EC. (17)}$$

donde

$\underline{r}(m)$ es un símbolo recibido para el tramo m de transmisión;

$\underline{h}_{\text{eff}}(m)$ es una respuesta de canal efectivo para el tramo m de transmisión, que es $\underline{h}_{\text{eff}}(m) = \underline{h}(m) \cdot \underline{v}(m)$; y

$\underline{n}(m)$ es el ruido para el tramo m de transmisión.

Tal como se muestra en la ecuación (17), debido al ensanchamiento espacial realizado por el punto de acceso, el flujo de símbolos de datos emitido por el punto de acceso observa la respuesta $\underline{h}_{\text{eff}}(m)$ de canal efectivo, que incluye la respuesta $\underline{h}(m)$ de canal real y el vector $\underline{v}(m)$ de dirección. El terminal de usuario puede obtener $\hat{\underline{h}}(m)$, que es una estimación del vector $\underline{h}(m)$ de respuesta de canal (por ejemplo, basándose en símbolos piloto recibidos). A continuación, el terminal de usuario puede calcular $\hat{\underline{h}}_{\text{eff}}(m)$, que es una estimación de la respuesta de canal efectivo, como $\hat{\underline{h}}_{\text{eff}}(m) = \hat{\underline{h}}(m) \cdot \underline{v}(m)$. Como alternativa, el terminal de usuario puede estimar directamente la respuesta de canal efectivo, por ejemplo, basándose en símbolos piloto recibidos que se han transmitido utilizando $\underline{v}(m)$. En cualquier caso, el terminal de usuario puede realizar una detección (por ejemplo, filtrado adaptado y/o ecualización) sobre los símbolos $\underline{r}(m)$ recibidos con la estimación $\hat{\underline{h}}_{\text{eff}}(m)$ de respuesta de canal efectivo para obtener símbolos $\hat{\underline{s}}(m)$ detectados.

La transmisión y recepción de emisión para el sistema MISO puede realizarse de manera similar a la descrita anteriormente para las figuras 2 y 3. Sin embargo, solo está disponible y se utiliza un canal espacial para la transmisión de emisión en el sistema MISO. Haciendo referencia a la figura 2, para la transmisión de emisión en el sistema MISO, se genera un bloque de símbolos de datos (bloque 212) y se divide en N_M subbloques, que han de emitirse en N_M tramos de transmisión (bloque 214). Se selecciona un vector de dirección para cada tramo de subbloque/transmisión (bloque 218) y se utiliza para el procesamiento espacial para el símbolo o los símbolos de datos en el subbloque (bloque 220). Los símbolos de transmisión para cada subbloque se emiten a través de las N_{ap} antenas de punto de acceso en el tramo de transmisión asociado (bloque 222).

Haciendo referencia a la figura 3, para la recepción de emisión en el sistema MISO, se obtienen uno o más símbolos de datos recibidos desde la única antena en el terminal de usuario para cada subbloque (bloque 314). Se determina el vector de dirección utilizado por el punto de acceso para cada subbloque (bloque 316) y se utiliza para obtener la estimación $\hat{\underline{h}}_{\text{eff}}(m)$ de respuesta de canal efectivo (bloque 318), que se utiliza, a continuación, para la detección del símbolo o los símbolos de datos recibidos para el subbloque (bloque 320). Después de haber recibido la totalidad de los N_M subbloques para el bloque de símbolos de datos actual, se procesan los símbolos detectados para el bloque (se demodulan, desintercalan y descodifican) para obtener los datos descodificados para el bloque (bloque 326).

La figura 8 muestra un diagrama de bloques del punto de acceso 710 y el terminal 720 de usuario en el sistema 700

MISO. El terminal 720 de usuario es uno de los terminales de usuario de la figura 7. En el punto de acceso 710, un procesador 820 de datos TX realiza un procesamiento de datos sobre un flujo $\{d\}$ de datos para obtener un flujo $\{s\}$ de símbolos de datos correspondiente. El procesador 820 de datos TX puede implementarse con el procesador 520 de flujos de datos TX de la figura 5B. Un procesador 830 espacial TX realiza un ensanchamiento espacial sobre el flujo de símbolos de datos con los vectores de dirección (por ejemplo, tal como se muestra en la ecuación (16)), multiplexa en símbolos piloto, y proporciona N_{ap} flujos de símbolos de transmisión. N_{ap} unidades 832a a 832ap transmisoras acondicionan los N_{ap} flujos de símbolos de transmisión para generar N_{ap} señales moduladas, que se transmiten desde N_{ap} antenas 834a a 834ap, respectivamente.

En el terminal 720 de usuario, las N_{ap} señales transmitidas son recibidas por una antena 852, y la señal recibida desde la antena es acondicionada mediante una unidad 854 receptora para obtener símbolos recibidos. Un estimador 884 de canal obtiene la estimación $\hat{h}_{eff}(m)$ de respuesta de canal efectivo basándose en los símbolos piloto recibidos y en el vector $\underline{v}(m)$ de dirección utilizado para cada tramo de transmisión. Un detector 860 realiza una detección (por ejemplo, ecualización y/o filtrado adaptado) sobre los símbolos de datos recibidos con la estimación $\hat{h}_{eff}(m)$ de respuesta de canal efectivo y proporciona un flujo $\{s\}$ de símbolos detectados. Un procesador 870 de datos RX procesa (por ejemplo, demapea, desintercala y descodifica) el flujo de símbolos detectados, y proporciona un flujo $\{d\}$ de datos descodificado. El procesador 870 de datos RX puede implementarse con el procesador 670a de flujos de datos RX de la figura 6A.

Los controladores 840 y 880 controlan el funcionamiento de las diversas unidades de procesamiento en el punto de acceso 710 y el terminal 720 de usuario, respectivamente. Las unidades 842 y 882 de memoria almacenan datos y/o códigos de programa utilizados por los controladores 840 y 880, respectivamente.

3. Sistemas basados en OFDM

Las técnicas de transmisión de emisión descritas en el presente documento pueden utilizarse para sistemas de una única portadora, así como de múltiples portadoras. Pueden obtenerse múltiples portadoras con OFDM o con alguna otra construcción. Para un sistema basado en OFDM, puede realizarse ensanchamiento espacial sobre cada una de las subbandas utilizadas para la emisión.

Para un sistema MIMO que utiliza OFDM (es decir, un sistema MIMO-OFDM), puede formarse un vector $\underline{s}(k, n)$ de símbolos de datos para cada subbanda k en cada periodo n de símbolo OFDM. El vector $\underline{s}(k, n)$ contiene hasta N_s símbolos de datos para la emisión a través de los N_s canales espaciales de subbanda k en el periodo n de símbolo OFDM. El índice m para el tramo de transmisión se sustituye por k, n para la subbanda k y el periodo n de símbolo OFDM. Pueden emitirse de manera simultánea hasta N_F vectores, $\underline{s}(k, n)$ para $k = 1 \dots N_F$, sobre las N_F subbandas en un periodo de símbolo OFDM. Un tramo de transmisión puede cubrir una o más subbandas en uno o más periodos de símbolo OFDM.

Los N_D bloques de símbolos de datos pueden emitirse de diversas maneras en el sistema MIMO-OFDM. Por ejemplo, cada bloque de símbolos de datos puede emitirse como una entrada del vector $\underline{s}(k, n)$ para cada una de las N_F subbandas. En este caso, cada bloque de símbolos de datos se emite sobre todas las N_F subbandas y consigue diversidad de frecuencia. Cada bloque de símbolos de datos puede abarcar además uno o múltiples periodos de símbolo OFDM. Cada bloque de símbolos de datos puede, por tanto, abarcar dimensiones de frecuencia y/o tiempo (por diseño del sistema) más dimensión espacial (con ensanchamiento espacial).

Las matrices de dirección también pueden seleccionarse de diversas maneras para el sistema MIMO-OFDM. Las matrices de dirección para las subbandas pueden seleccionarse de una manera determinista, pseudoaleatoria o permutada, tal como se describió anteriormente. Por ejemplo, las L matrices de dirección en el conjunto pueden disponerse de manera cíclica y seleccionarse en orden secuencial para las subbandas 1 a N_F en el periodo n de símbolo OFDM, luego las subbandas 1 a N_F en el periodo $n + 1$ de símbolo OFDM, etc. El número de matrices de dirección en el conjunto puede ser menor que, igual a, o mayor que el número de subbandas. Los tres casos descritos anteriormente para $L = N_M$, $L < N_M$, y $L > N_M$ también pueden aplicarse para las subbandas, sustituyendo N_M por N_F .

Para un sistema MISO que utiliza OFDM (es decir, un sistema MISO-OFDM), puede emitirse un símbolo $\underline{s}(k, n)$ de datos sobre cada subbanda k en el periodo n de símbolo OFDM. Pueden emitirse de manera simultánea hasta N_F símbolos de datos, $s(k, n)$ para $k = 1 \dots N_F$, sobre las N_F subbandas en un periodo de símbolo OFDM. Cada bloque de símbolos de datos puede emitirse sobre una o múltiples subbandas y/o en uno o múltiples periodos de símbolo OFDM. Los vectores de dirección pueden seleccionarse de una manera similar a la de las matrices de dirección en el sistema MIMO-OFDM.

Para un sistema basado en OFDM, cada unidad 432 transmisora de la figura 4 y cada unidad 832 transmisora de la figura 8 realizan modulación OFDM sobre los símbolos de transmisión para la totalidad de las N_F subbandas de una antena de transmisión asociada. Para modulación OFDM, los N_F símbolos de transmisión que van a emitirse sobre las N_F subbandas en cada periodo de símbolos OFDM se transforman al dominio del tiempo utilizando una transformada rápida de Fourier inversa (IFFT, Inverse Fast Fourier Transform) en N_F puntos para obtener un símbolo

"transformado" que contiene N_F elementos de código. Para combatir la interferencia entre símbolos (ISI, InterSymbol Interference), la cual está provocada por el desvanecimiento de señal selectivo en frecuencia, normalmente se repite una porción (o N_{cp} elementos de código) de cada símbolo transformado para formar un símbolo OFDM correspondiente. Cada símbolo OFDM se emite en un periodo de símbolos OFDM, que es $N_F + N_{cp}$ periodos de elementos de código, donde N_{cp} es la longitud de prefijo cíclica. Cada unidad transmisora genera un flujo de símbolos OFDM y, además, acondiciona el flujo de símbolos OFDM para generar una señal modulada para la emisión desde la antena asociada. Cada unidad 454 receptora de la figura 4 y cada unidad 854 receptora de la figura 8 realizan la demodulación OFDM complementaria sobre su señal recibida para obtener símbolos de datos recibidos y símbolos piloto recibidos.

4. Diversidad de transmisión

El ensanchamiento espacial puede utilizarse en combinación con diversos esquemas de diversidad de transmisión, tales como diversidad de transmisión espacio-tiempo (STTD, Space-Time Transmit Diversity), diversidad de transmisión espacio-frecuencia (SFTD, Space-Frequency Transmit Diversity), diversidad de transmisión ortogonal (OTD, Orthogonal Transmit Diversity), etc. STTD transmite cada par de símbolos de datos desde dos antenas en dos periodos de símbolo para conseguir diversidad de espacio y tiempo. SFTD transmite cada par de símbolos de datos desde dos antenas en dos subbandas para conseguir diversidad de espacio y frecuencia. OTD transmite dos símbolos de datos simultáneamente desde dos antenas en dos periodos de símbolo utilizando dos códigos ortogonales para conseguir diversidad de espacio y tiempo. El ensanchamiento espacial puede proporcionar un mayor rendimiento para estos esquemas de diversidad de transmisión.

Para el esquema STTD, el punto de acceso genera dos vectores de símbolos codificados, por ejemplo, $\underline{s}_1(m) = [s_a(m) \ s_b(m)]^T$ y $\underline{s}_2(m) = [s_b^*(m) \ -s_a^*(m)]^T$ para cada par de símbolos de datos $s_a(m)$ y $s_b(m)$ que va a emitirse en el tramo m de transmisión, donde "*" denote el complejo conjugado y "T" denota la traspuesta. Cada vector incluye dos símbolos codificados que han de emitirse desde las N_{ap} antenas de punto de acceso en un periodo de símbolo. El vector $\underline{s}_1(m)$ se emite en el primer periodo de símbolo, y el vector $\underline{s}_2(m)$ se emite en el siguiente periodo de símbolo. Cada símbolo de datos se incluye en ambos vectores y, por tanto, se emite sobre dos periodos de símbolo.

El punto de acceso realiza ensanchamiento espacial sobre los dos vectores $\underline{s}_1(m)$ y $\underline{s}_2(m)$ utilizando la misma matriz de dirección, como sigue:

$$\underline{X}_{sttd,i}(m) = \underline{V}_{sttd}(m) \cdot \underline{s}_i(m), \quad \text{para } i = 1,2, \quad \text{EC. (18)}$$

donde

$\underline{V}_{sttd}(m)$ es una matriz de dirección $N_{ap} \times 2$ para el tramo m de transmisión; y

$\underline{X}_{sttd,i}(m)$ es un vector $N_{ap} \times 1$ con N_{ap} símbolos de transmisión que van a enviarse desde las N_{ap} antenas de punto de acceso en el periodo i de símbolo del tramo m de transmisión.

Si el terminal de usuario está equipado con una única antena, entonces los símbolos recibidos pueden expresarse como:

$$r_i(m) = \underline{h}(m) \cdot \underline{V}_{sttd}(m) \cdot \underline{s}_i(m) + n_i(m) = \underline{h}_{eff,sttd}(m) \cdot \underline{s}_i(m) + n_i(m) \quad \text{EC. (19)}$$

donde

$r_i(m)$ es un símbolo recibido para el periodo i de símbolo del tramo m de transmisión;

$\underline{h}(m)$ es un vector fila de respuesta de canal $1 \times N_{ap}$ para el tramo m de transmisión;

$\underline{h}_{eff,sttd}(m)$ es un vector fila de respuesta de canal efectivo 1×2 para el tramo m de transmisión, que es $\underline{h}_{eff,sttd}(m) = \underline{h}(m) \cdot \underline{V}_{sttd}(m) = [h_{eff,1}(m) \ h_{eff,2}(m)]$; y

$n_i(m)$ es el ruido para el periodo i de símbolo del tramo m de transmisión.

Se supone que la respuesta $\underline{h}(m)$ de canal es constante en los dos periodos de símbolo del tramo m de transmisión.

El terminal de usuario de una única antena puede obtener estimaciones de los dos símbolos de datos, $s_a(m)$ y $s_b(m)$, como sigue:

$$\hat{s}_a(m) = \frac{\hat{h}_{eff,1}^*(m) \cdot r_1(m) - \hat{h}_{eff,2}^*(m) \cdot r_2^*(m)}{\beta'(m)} = s_a(m) + n'_a(m) , \text{ y}$$

$$\hat{s}_b(m) = \frac{\hat{h}_{eff,2}^*(m) \cdot r_1(m) + \hat{h}_{eff,1}^*(m) \cdot r_2^*(m)}{\beta'(m)} = s_b(m) + n'_b(m) , \quad \text{Ec. (20)}$$

donde

5 $\hat{h}_{eff,i}(m)$ es una estimación de $h_{eff,i}(m)$, para $i = 1, 2$;

$$\beta'(m) = |\hat{h}_{eff,1}(m)|^2 + |\hat{h}_{eff,2}(m)|^2 ; \text{ y}$$

$n'_a(m)$ y $n'_b(m)$ son ruido post-procesado para los símbolos $\hat{s}_a(m)$ y $\hat{s}_b(m)$ detectados, respectivamente.

10 Si el terminal de usuario está equipado con múltiples antenas, entonces los símbolos recibidos pueden expresarse como:

$$r_i(m) = \underline{H}(m) \cdot \underline{V}_{std}(m) \cdot \underline{s}_i(m) + n_i(m) = \underline{H}_{eff,std}(m) \cdot \underline{s}_i(m) + n_i(m) \quad \text{Ec. (21)}$$

15 donde

$\underline{r}_i(m)$ es un vector $N_{ut} \times 1$ con N_{ut} símbolos recibidos para el periodo i de símbolo del tramo m de transmisión;

20 $\underline{H}(m)$ es una matriz de respuesta de canal $N_{ut} \times N_{ap}$ para el tramo m de transmisión;

$\underline{H}_{eff,std}(m)$ es una matriz de respuesta de canal efectivo $N_{ut} \times 2$ para el tramo m de transmisión, que es $\underline{H}_{eff,std}(m) = \underline{H}(m) \cdot \underline{V}_{std}(m) = [\underline{h}_{eff,1}(m) \ \underline{h}_{eff,2}(m)]$; y

25 $\underline{n}_i(m)$ es un vector de ruido para el periodo i de símbolo del tramo m de transmisión.

Se supone que la respuesta $\underline{H}(m)$ de canal es constante en los dos periodos de símbolo del tramo m de transmisión.

30 El terminal de usuario de múltiples antenas puede obtener estimaciones de los dos símbolos de datos, $s_a(m)$ y $s_b(m)$, como sigue:

$$\hat{s}_a(m) = \frac{\hat{\underline{h}}_{eff,1}^H(m) \cdot \underline{r}_1(m) - \underline{r}_2^H(m) \cdot \hat{\underline{h}}_{eff,2}(m)}{\beta''(m)} = s_a(m) + n''_a(m) , \text{ y}$$

$$\hat{s}_b(m) = \frac{\hat{\underline{h}}_{eff,2}^H(m) \cdot \underline{r}_1(m) + \underline{r}_2^H(m) \cdot \hat{\underline{h}}_{eff,1}(m)}{\beta''(m)} = s_b(m) + n''_b(m) , \quad \text{Ec. (22)}$$

donde

35 $\hat{\underline{h}}_{eff,i}(m)$ es una estimación de $\underline{h}_{eff,i}(m)$, para $i = 1, 2$;

$$\beta''(m) = \|\hat{\underline{h}}_{eff,1}(m)\|^2 + \|\hat{\underline{h}}_{eff,2}(m)\|^2 ; \text{ y}$$

40 $n''_a(m)$ y $n''_b(m)$ son ruido post-procesado para los símbolos $\hat{s}_a(m)$ y $\hat{s}_b(m)$ detectados, respectivamente.

45 Para el esquema SFTD, los dos vectores $\underline{s}_1(m)$ y $\underline{s}_2(m)$ se emiten sobre dos subbandas diferentes en el mismo periodo de símbolo. Puede realizarse el mismo procesamiento de transmisión y recepción descrito anteriormente para el esquema SFTD, donde el índice i ahora denota la subbanda en lugar del periodo de símbolo. Puesto que se supone que la respuesta de canal es aproximadamente constante en el tramo de transmisión, pueden utilizarse dos subbandas k y $k + 1$ contiguas para emitir los dos vectores $\underline{s}_1(m)$ y $\underline{s}_2(m)$.

5. Sistema de múltiples antenas híbrido

La figura 9 muestra un sistema 900 de múltiples antenas con un punto de acceso 910 y terminales 920 de usuario. El punto de acceso 910 está equipado con múltiples (N_{ap}) antenas para la transmisión de datos. Cada terminal 920 de usuario puede estar equipado con una única antena o con múltiples (N_{ut}) antenas para la recepción de datos. Cada terminal de usuario de múltiples antenas presenta un canal MIMO correspondiente al punto de acceso y puede recibir transmisiones de emisión MIMO y MISO desde el punto de acceso. Cada terminal de usuario de una única antena presenta un canal MISO correspondiente al punto de acceso y puede recibir una transmisión de emisión MISO y, posiblemente, una porción de una transmisión de emisión MIMO desde el punto de acceso, tal como se describe a continuación.

El punto de acceso 910 puede emitir datos de diversas maneras en el sistema 900. En una realización, el punto de acceso 910 envía (1) una transmisión de emisión MIMO que puede ser recibida por terminales de usuario de múltiples antenas y (2) una transmisión de emisión MISO que puede ser recibida por terminales de usuario tanto de una única antena como de múltiples antenas. Las transmisiones de emisión MIMO y MISO pueden ser enviadas (1) en intervalos de tiempo diferentes, utilizando multiplexación por división de tiempo (TDM), (2) en conjuntos disjuntos diferentes de subbandas, utilizando multiplexación por división de frecuencia (FDM), (3) en canales de código diferentes, utilizando multiplexación por división de código (CDM), mediante algún otro esquema de multiplexación, o mediante una combinación de los mismos. En otra realización, el punto de acceso 910 envía una transmisión de emisión MIMO de una manera tal que los terminales de usuario de una única antena pueden recuperar una porción de la transmisión de emisión (por ejemplo, para servicio de emisión básica) y los terminales de usuario de múltiples antenas pueden recuperar la totalidad de las transmisiones de emisión (si tienen suficiente margen de enlace). En otra realización adicional, el punto de acceso 910 puede ajustar la transmisión de emisión (por ejemplo, entre emisiones MIMO y MISO) basándose en las condiciones de canal esperadas para los terminales de usuario.

6. Esquemas de transmisión de emisión

Un sistema de múltiples antenas puede realizar emisión MIMO de diversas maneras. En un primer esquema de emisión MIMO, el punto de acceso emite múltiples (N_D) flujos de datos simultáneamente y utiliza la misma velocidad de transmisión de datos y la misma potencia de transmisión para todos los flujos de datos, donde $N_S \geq N_D > 1$. La velocidad de transmisión de datos puede seleccionarse, por ejemplo, basándose en el canal efectivo del peor caso esperado para los terminales de usuario de múltiples antenas, que debería ser mejor que el canal real del peor caso esperado para estos terminales de usuario. La mayoría de los terminales de usuario de múltiples antenas dentro de la zona de cobertura de emisión pueden, por tanto, recuperar los N_D flujos de datos.

En un segundo esquema de emisión MIMO, el punto de acceso emite N_D flujos de datos simultáneamente y utiliza diferentes velocidades de transmisión de datos, pero la misma potencia de transmisión para estos flujos. Este esquema de emisión puede utilizarse para proporcionar servicios de emisión "escalonada" en la zona de cobertura de emisión. Cada flujo de datos presenta una zona de cobertura de emisión diferente determinada por su velocidad de transmisión de datos. El flujo de datos con la velocidad de transmisión de datos más baja tiene la zona de cobertura de emisión más grande, y el flujo de datos con la velocidad de transmisión de datos más alta tiene la zona de cobertura de emisión más pequeña. Cada terminal de usuario puede ser capaz de recuperar uno, algunos, o todos los flujos de datos dependiendo de (1) su ubicación y estado del canal y de (2) la técnica de procesamiento espacial de receptor empleada. Si un terminal de usuario utiliza una técnica de procesamiento espacial de receptor lineal (por ejemplo, la técnica CCMI o MMSE), entonces puede recuperar flujos de datos con mayores velocidades de transmisión de datos si tiene un margen de enlace suficientemente alto. El terminal de usuario puede ser capaz de recuperar solo flujos de datos con menores velocidades de transmisión de datos si tiene un margen de enlace bajo (por ejemplo, está ubicado en el borde de la zona de cobertura). Si el terminal de usuario utiliza la técnica SIC, entonces puede ser capaz de recuperar flujos de datos con mayores velocidades de transmisión de datos, así como flujos de datos con menores velocidades de transmisión de datos, incluso si está ubicado en el borde de la zona de cobertura. El terminal de usuario puede recuperar los flujos de menor velocidad de transmisión de datos, primero, y realizar cancelación de interferencia para conseguir las SNR superiores necesarias para recuperar los flujos de mayor velocidad de transmisión de datos.

En un tercer esquema de emisión MIMO, el punto de acceso emite N_D flujos de datos simultáneamente y utiliza la misma velocidad de transmisión de datos, pero diferentes potencias de transmisión para estos flujos. Pueden obtenerse diferentes potencias de transmisión multiplicando los símbolos de datos para cada flujo de datos por un factor de escala que determina la cantidad de potencia de transmisión para ese flujo de datos. Con este esquema de emisión, también pueden conseguirse servicios de emisión escalonada. El flujo de datos con la potencia de transmisión más alta tiene la zona de cobertura de emisión más grande y puede ser recuperado por la mayoría de los terminales de usuario. A la inversa, el flujo de datos con la potencia de transmisión más baja tiene la zona de cobertura de emisión más pequeña. Los flujos de datos de menores potencias también pueden ser recuperados por los terminales de usuario con margen de enlace bajo si utilizan la técnica SIC.

Los segundo y tercer esquema de emisión MIMO pueden utilizarse para soportar tanto terminales de usuario de

múltiples antenas como terminales de usuario de una única antena. Los terminales de usuario de una única antena pueden recuperar el flujo de datos con la velocidad de transmisión de datos más baja o la potencia de transmisión más alta. Los flujos de datos restantes actuarían como interferencia para este flujo de datos. Los terminales de usuario de múltiples antenas pueden recuperar más flujos de datos utilizando las antenas adicionales. Si un terminal de usuario de múltiples antenas utiliza la técnica SIC descrita anteriormente, entonces los flujos de datos pueden ser recuperados en un orden secuencial determinado por sus SNR requeridas. El flujo de datos con la velocidad de transmisión de datos más baja o la potencia de transmisión más alta es recuperado en primer lugar, seguido por el flujo de datos con la velocidad de transmisión de datos más baja siguiente o la potencia de transmisión más alta siguiente, y así sucesivamente.

En un cuarto esquema de emisión MIMO, el punto de acceso transmite un número diferente de flujos de datos dependiendo de la capacidad esperada de los canales inalámbricos para los terminales de usuario. La capacidad del canal es función de la SNR de funcionamiento, así como de las características del canal (por ejemplo, si las ganancias de canal para diferentes pares de antenas de transmisión/recepción están correlacionadas). Cuando la capacidad de canal esperada es baja, el punto de acceso puede emitir menos flujos de datos y distribuir la potencia de transmisión disponible sobre estos menos flujos, de modo que cada flujo pueda conseguir una mayor SNR. A la inversa, cuando la capacidad de canal esperada es mayor, el punto de acceso puede emitir más flujos de datos.

Tanto para emisiones MIMO como MISO, el punto de acceso puede ajustar la velocidad de transmisión de datos para cada flujo de datos basándose en diversos factores, tales como la capacidad del canal, requisitos de servicio, etc. También pueden implementarse otros esquemas de emisión con ensanchamiento espacial, y esto está dentro del alcance de la invención.

7. Rendimiento de emisión

El rendimiento de cada flujo de símbolos de datos depende del orden de diversidad conseguido para ese flujo. El orden de diversidad para cada flujo de símbolos de datos depende, a su vez, del número de antenas de transmisión, del número de antenas de recepción, de la técnica de procesamiento espacial del receptor, y de si se utilizó ensanchamiento espacial. En general, el rendimiento mejora a medida que aumenta el orden de diversidad.

Sin ensanchamiento espacial, cada uno de los N_S flujos de símbolos de datos observa el mismo orden de diversidad cuando se utiliza una técnica de procesamiento espacial de receptor lineal (por ejemplo, la técnica CCMI o MMSE) para detectar los flujos de símbolos de datos. Si $N_{ut} \geq N_{ap}$ y se emite un flujo de símbolos de datos sobre cada canal espacial de $H_{eff}(m)$ de modo que $N_D = N_S = N_{ap}$, entonces cada flujo de símbolos de datos observa un orden de diversidad de $N_{ut} - N_{ap} + 1$. Para un canal MIMO simétrico con $N_{ap} = N_{ut}$, cada flujo de símbolos detectados tiene un orden de diversidad de uno y una distribución de Rayleigh para su SNR. Todos los flujos de símbolos de datos tienen la misma distribución SNR.

Sin ensanchamiento espacial, cada flujo de símbolos de datos observa un orden de diversidad diferente cuando se utiliza la técnica SIC para detectar los N_S flujos de símbolos de datos. De nuevo, si $N_{ut} \geq N_{ap}$ y se emite un flujo de símbolos de datos en cada canal espacial de $H_{eff}(m)$, entonces el orden de diversidad para cada flujo de símbolos de datos es $N_{ut} - N_{ap} + l$, donde l es el número de etapa en la que se detecta el flujo. Por tanto, los flujos de símbolos de datos que se detectan más tarde tienen orden de diversidad superior y tienden a tener mejores SNR, lo que permite que se utilicen velocidades de transmisión de datos superiores para estos flujos.

Con ensanchamiento espacial, el orden de diversidad para cada flujo de símbolos de datos se mejora de manera efectiva mediante el uso de múltiples matrices de dirección diferentes para cada bloque de código dentro del flujo. Cada matriz de dirección diferente permite al bloque de código obtener una "vista" diferente del canal MIMO, lo que puede equipararse a tener diferente antena de transmisión o recepción. El orden de diversidad para cada flujo de símbolos de datos puede, por tanto, relacionarse con el número de matrices de dirección diferentes utilizadas para el bloque de código, que puede ser mucho mayor que el número de antenas de punto de acceso y el número de antenas de terminal de usuario. El ensanchamiento espacial proporciona normalmente una mejora para los flujos de símbolos de datos con menores órdenes de diversidad.

El ensanchamiento espacial puede utilizarse para mejorar el rendimiento y/o la zona de cobertura para una transmisión de emisión. Los sistemas MIMO y MISO convencionales (sin ensanchamiento espacial) seleccionan, normalmente, una velocidad de transmisión de datos para la transmisión de emisión basándose en el estado del canal del peor caso esperado para todos los terminales de usuario en la zona de cobertura de emisión. Este estado del canal del peor caso corresponde, normalmente, a un canal "malo" que no se desvanece/cambia a través de un bloque de código entero. Con ensanchamiento espacial, el canal MIMO o MISO efectivo se aleatoriza a través de cada bloque de código, y la probabilidad de que cualquier terminal de usuario observe un canal malo para el bloque de código entero se reduce sustancialmente. Esto permite, por tanto, utilizar una mayor velocidad de transmisión de datos para la transmisión de emisión. De manera equivalente, para una velocidad de transmisión de datos dada, el ensanchamiento espacial puede proporcionar una mayor zona de cobertura de emisión. En general, una mayor velocidad de transmisión de datos para una transmisión de emisión corresponde a una menor zona de cobertura de emisión. Además, un requisito de corte más restrictivo (o una menor probabilidad de corte) corresponde a una menor

zona de cobertura de emisión. El ensanchamiento espacial puede proporcionar un mayor rendimiento (por ejemplo, mayor velocidad de transmisión de datos, mayor zona de cobertura de emisión, y/o menor probabilidad de corte) con respecto a los sistemas MIMO y MISO convencionales.

5 La figura 10A muestra gráficas de la función de distribución acumulada (CDF, Cumulative Distribution Function) de la eficiencia espectral global conseguida para un sistema MIMO de ejemplo. Para este sistema MIMO, el punto de acceso está equipado con cuatro antenas ($N_{ap} = 4$), los terminales de usuario están distribuidos aleatoriamente por toda la zona de cobertura, y cada terminal de usuario está equipado con cuatro antenas ($N_{ut} = 4$). Se supone que los canales MIMO para los terminales de usuario son como se describió anteriormente para la ecuación (1), y la SNR de funcionamiento por antena de recepción es de 20 dB para los terminales de usuario ubicados en el borde de cobertura. Los terminales de usuario utilizan la técnica MMSE.

15 La gráfica 1010 muestra la CDF de la eficiencia espectral global para el caso en el que no se realiza ensanchamiento espacial para la transmisión de emisión, lo que es equivalente a realizar dirección de transmisión con una única matriz de dirección ($L = 1$) todo el tiempo. La eficiencia espectral se da en unidades de bits por segundo por hercio (bps/Hz). Para una eficiencia espectral x dada, la CDF indica el porcentaje de terminales de usuario que consiguen una eficiencia espectral global peor que x . Por ejemplo, el punto 1012 indica que el uno por ciento (10^{-2}) de los terminales de usuario consiguen una eficiencia espectral global peor que 9 bps/Hz. Si el punto de acceso emite datos a una velocidad global de 9 bps/Hz, entonces el uno por ciento de los terminales de usuario no podrá descodificar correctamente la transmisión de emisión. Este porcentaje también se denomina probabilidad de corte.

25 Las gráficas 1020, 1030 y 1040 muestran las CDF de la eficiencia espectral global conseguida con ensanchamiento espacial utilizando 4, 16 y 64 matrices de dirección, respectivamente. Los puntos 1022, 1032 y 1042 indican que, para una probabilidad de corte del uno por ciento, la eficiencia espectral global es 12,5, 14,6 y 15,8 bps/Hz con 4, 16 y 64 matrices de dirección, respectivamente. Para una probabilidad de corte del uno por ciento, el uso de ensanchamiento espacial mejora la eficiencia espectral global desde 9 bps/Hz hasta aproximadamente 15,8 bps/Hz (con 64 matrices de dirección) para el sistema MIMO de ejemplo. La línea 1050 es para una probabilidad de corte del 50%, y puede tomarse como referencia para determinar la eficiencia espectral global media para los cuatro casos.

30 La figura 10B muestra gráficas de la CDF de la eficiencia espectral global conseguida para un sistema MISO de ejemplo. Para este sistema MISO, el punto de acceso está equipado con cuatro antenas ($N_{ap} = 4$), los terminales de usuario están distribuidos aleatoriamente por toda la zona de cobertura, y cada terminal de usuario está equipado con una única antena ($N_{ut} = 1$). Se supone que los canales MISO para los terminales de usuario son como se describió anteriormente, y la SNR/Rx de funcionamiento es de 10 dB para los terminales de usuario ubicados en el borde de cobertura.

35 La gráfica 1060 muestra la CDF de la eficiencia espectral global para el caso en el que no se realiza ensanchamiento espacial ($L = 1$) para la transmisión de emisión. Las gráficas 1070, 1080 y 1090 muestran las CDF de la eficiencia espectral global conseguida con ensanchamiento espacial utilizando 4, 16 y 64 matrices de dirección, respectivamente. Los puntos 1062, 1072, 1082, y 1092 indican que, para una probabilidad de corte del uno por ciento, la eficiencia espectral global es de 0,1, 0,8, 1,7, y 2,2 bps/Hz con 1, 4, 16 y 64 matrices de dirección, respectivamente. De nuevo, se consigue una ganancia sustancial mediante el uso de ensanchamiento espacial para la transmisión de emisión.

45 Las figuras 10A y 10B muestran el rendimiento para los sistemas MIMO y MISO de ejemplo con algunas suposiciones específicas. En general, la medida de mejora puede depender de diversos factores tales como, por ejemplo, las características de los canales inalámbricos, el número de antenas de transmisión y recepción, la técnica de procesamiento espacial utilizada en los terminales de usuario, los esquemas de codificación y modulación utilizados para la transmisión de datos, etc.

8. Generación de matrices y vectores de dirección

55 Las matrices de dirección utilizadas para el ensanchamiento espacial en el sistema MIMO y los vectores de dirección utilizados para el sistema MISO pueden generarse de diversas maneras. A continuación, se describen algunos esquemas de ejemplo para generar estas matrices y vectores de dirección. El conjunto de matrices/vectores de dirección puede calcularse previamente y almacenarse en el punto de acceso y terminales de usuario, y recuperarse posteriormente para su uso cuando se necesiten. Como alternativa, estas matrices/vectores de dirección pueden calcularse en tiempo real cuando se necesiten.

A. Generación de matrices de dirección

Las matrices de dirección deberían ser matrices unitarias y satisfacer la siguiente condición:

$$65 \quad \underline{V}^H(i) \cdot \underline{V}(i) = \underline{I} \quad , \quad \text{para } i=1 \dots L \quad \text{EC. (23)}$$

5 La ecuación (23) indica que cada columna de $\underline{V}(i)$ tiene energía unidad y las columnas de $\underline{V}(i)$ son ortogonales entre sí. Esta condición garantiza que los N_S símbolos de datos emitidos simultáneamente utilizando la matriz $\underline{V}(i)$ de dirección tienen la misma potencia y son ortogonales entre sí antes de la transmisión.

Algunas de las matrices de dirección también pueden estar descorrelacionadas, de modo que la correlación entre dos matrices de dirección cualquiera es cero o un valor bajo. Esta condición puede expresarse como:

10 $\underline{C}(ij) = \underline{V}^H(i) \cdot \underline{V}(j) \approx \underline{0}$, para $i=1 \dots L$, $j=1 \dots L$, e $i \neq j$, EC. (24)

15 donde $C(ij)$ es la matriz de correlación para $\underline{V}(i)$ y $\underline{V}(j)$, y $\underline{0}$ es una matriz de todo ceros. La condición de la ecuación (24) puede mejorar el rendimiento para algunas aplicaciones, pero no es necesaria para la mayoría de aplicaciones.

15 Puede generarse un conjunto $\{\underline{V}\}$ de L matrices de dirección utilizando diversos esquemas. En un primer esquema, las L matrices de dirección se generan basándose en matrices de variables aleatorias. Inicialmente, se genera una matriz \underline{G} $N_S \times N_{ap}$ con elementos que son variables aleatorias gaussianas complejas distribuidas de manera idéntica independientes (IID, Independent Identically Distributed), que tiene cada uno media cero y varianza uno. Se calcula una matriz $N_{ap} \times N_{ap}$ de correlación de \underline{G} como $\underline{R} = \underline{G}^H \cdot \underline{G}$, y se descompone utilizando descomposición en autovalores como:

20 $\underline{R} = \underline{E} \cdot \underline{D} \cdot \underline{E}^H$, EC. (25)

25 donde

\underline{E} es una matriz unitaria $N_{ap} \times N_S$ de autovectores de \underline{R} ; y

\underline{D} es una matriz diagonal $N_S \times N_S$ de autovalores de \underline{R} .

30 La matriz \underline{D} diagonal contiene autovalores de R , que representan las ganancias de potencia para los N_S modos propios de \underline{G} . La matriz \underline{E} se utiliza como una matriz $\underline{V}(i)$ de dirección y se añade al conjunto. La matriz $\underline{V}(i)$ de dirección es una matriz unitaria, porque la matriz \underline{E} se obtiene a través de descomposición en autovalores. El proceso se repite hasta que se generan todas las L matrices de dirección.

35 En un segundo esquema, las L matrices de dirección se generan basándose en un conjunto de $(\log_2 L) + 1$ matrices unitarias, distribuidas isotrópicamente, independientes. Una matriz unitaria aleatoria está distribuida isotrópicamente si su densidad de probabilidad no cambia al multiplicar por la izquierda por cualquier matriz unitaria $N_{ap} \times N_{ap}$ determinista. El índice i para las matrices de dirección del conjunto puede denotarse como $i = \ell_1 \ell_2 \dots \ell_Q$, donde $Q = \log_2 L$, ℓ_1 es el primer bit del índice i , ℓ_Q es el último bit del índice i , y cada bit puede tomar un valor de 0 o 1. Las L matrices de dirección pueden, por tanto, generarse como sigue:

40 $\underline{V}(\ell_1 \ell_2 \dots \ell_Q) = \underline{\Omega}_1^{\ell_1} \cdot \underline{\Omega}_2^{\ell_2} \cdot \dots \cdot \underline{\Omega}_Q^{\ell_Q} \cdot \underline{V}_0$, para $\ell_1, \ell_2, \dots, \ell_Q \in \{0,1\}$ EC. (26)

45 donde \underline{V}_0 es una matriz unitaria, distribuida isotrópicamente, independiente, $N_{ap} \times N_S$; y

$\underline{\Omega}_j^{\ell_j}$ para $j = 1 \dots Q$, es una matriz unitaria, distribuida isotrópicamente, independiente, $N_{ap} \times N_{ap}$.

50 La matriz \underline{V}_0 puede definirse, por ejemplo, como $\underline{V}_0^T = \underline{I}_{N_S} \underline{0}$, donde \underline{I}_{N_S} es una matriz identidad $N_S \times N_S$. El segundo esquema lo describen T.L. Marzetta et al. en "Structured Unitary Space-Time Autocoding Constellations," IEEE Transaction on Information Theory, volumen 48, número 4, abril de 2002.

55 En un tercer esquema, las L matrices de dirección se generan rotando sucesivamente una matriz $\underline{V}(1)$ de dirección unitaria inicial en un espacio complejo de N_{ap} dimensiones, como sigue:

$\underline{V}(i+1) = \underline{\Theta}^i \cdot \underline{V}(1)$, para $i = 1 \dots L - 1$, EC. (27)

60 donde $\underline{\Theta}^i$ es una matriz unitaria diagonal $N_{ap} \times N_{ap}$ que puede definirse como:

$$\underline{\Theta}' = \begin{bmatrix} e^{j2\pi \cdot u_1 \cdot i / L} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j2\pi \cdot u_2 \cdot i / L} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j2\pi \cdot u_{N_{ap}} \cdot i / L} \end{bmatrix}, \quad \text{Ec. (28)}$$

y $u_1, u_2, \dots, u_{N_{ap}}$ son N_{ap} valores diferentes, cada uno dentro del intervalo de 0 a L-1, que se eligen de manera que, por ejemplo, la correlación entre la matriz de dirección resultante generada con la matriz $\underline{\Theta}^i$ sea lo más baja posible. Los N_{ap} elementos diagonales de $\underline{\Theta}'$ son las raíces de orden L de la unidad. La matriz $\underline{V}(1)$ de dirección unitaria inicial puede formarse con N_S columnas diferentes de una matriz de Fourier $N_{ap} \times N_{ap}$ en la que la entrada de orden (n, m) , $w_{n,m}$, viene dada como:

$$w_{n,m} = e^{-j2\pi \frac{(n-1)(m-1)}{N_{ap}}} \quad \text{para } n=\{1 \dots N_{ap}\} \text{ y } m=\{1 \dots N_{ap}\} \quad \text{Ec. (29)}$$

donde n es un índice de fila y m es un índice de columna. El tercer esquema lo describen B.M. Hochwald et al. en "Systematic Design of Unitary Space-Time Constellations," IEEE Transaction on Information Theory, volumen 46, número 6, septiembre de 2000.

En un cuarto esquema, las L matrices de dirección se generan con una matriz \underline{B} base y diferentes escalares. La matriz base puede ser una matriz de Walsh, una matriz de Fourier, o cualquier otra matriz. Una matriz de Walsh

$$\underline{W}_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

2x2 puede expresarse como $\underline{W}_{2N \times 2N}$ de Walsh de mayor tamaño a partir de una matriz $\underline{W}_{N \times N}$ de Walsh de menor tamaño, como sigue:

$$\underline{W}_{2N \times 2N} = \begin{bmatrix} \underline{W}_{N \times N} & \underline{W}_{N \times N} \\ \underline{W}_{N \times N} & -\underline{W}_{N \times N} \end{bmatrix}. \quad \text{Ec. (30)}$$

Las matrices de Walsh tienen dimensiones que son potencias de dos. Puede formarse una matriz \underline{E} de Fourier $N_{ap} \times N_{ap}$ con elementos definidos tal como se muestra en la ecuación (29).

Puede utilizarse una matriz \underline{W} de Walsh $N_{ap} \times N_{ap}$, una matriz \underline{E} de Fourier, o cualquier otra matriz, tal como la matriz \underline{B} base para formar otras matrices de dirección. Cada una de las filas 2 a N_{ap} de la matriz base puede multiplicarse de manera independiente por uno de los m escalares posibles diferentes, donde $m > 1$. Pueden obtenerse $M^{N_{ap}-1}$ matrices de dirección diferentes a partir de $M^{N_{ap}-1}$ permutaciones diferentes de los m escalares para las $N_{ap} - 1$ filas.

Por ejemplo, cada una de las filas 2 a N_{ap} puede multiplicarse de manera independiente con un escalar de $+1, -1, +j'$, o $-j$, donde $j' = \sqrt{-1}$. Para $N_{ap} = 4$ y $M = 4$, pueden generarse 64 matrices de dirección diferentes a partir de la matriz \underline{B} base con los cuatro escalares diferentes. Pueden generarse matrices de dirección adicionales con otros escalares, por ejemplo, $e^{\pm j3\pi/4}, e^{\pm j3\pi/8}, e^{\pm j3\pi/8}$, etc. En general, cada fila de la matriz base puede multiplicarse por cualquier escalar que tenga la forma $e^{j\theta}$, donde θ puede ser cualquier valor de fase. Pueden generarse matrices de dirección $N_{ap} \times N_{ap}$ como $\underline{V}(i) = g_{N_{ap}} \cdot \underline{B}(i)$, donde $g_{N_{ap}} = 1/\sqrt{N_{ap}}$ y $\underline{B}(i)$ es la matriz de orden i generada con la matriz \underline{B} base. El ajuste a escala mediante $g_{N_{ap}}$ garantiza que cada columna de $\underline{V}(i)$ tiene potencia unidad.

También pueden utilizarse otros esquemas para generar el conjunto de L matrices de dirección, y esto está dentro del alcance de la invención. En general, las matrices de dirección pueden generarse de una manera pseudoaleatoria (por ejemplo, tal como el primer esquema) o de una manera determinista (por ejemplo, tal como el segundo, tercero, y cuarto esquemas).

B. Generación de vectores de dirección

Los vectores de dirección utilizados para el ensanchamiento espacial en un sistema MISO deberían tener energía

unidad, es decir $\|\underline{v}(i)\|^2 = \underline{v}^H(i) \cdot \underline{v}(i) = 1$ para $i = 1 \dots L$, de modo que la potencia de transmisión utilizada para los símbolos de datos no varía por el ensanchamiento espacial. Los elementos de cada vector $\underline{v}(i)$ de dirección pueden definirse para que tengan igual magnitud, de modo que la potencia de transmisión completa de cada antena de punto de acceso pueda utilizarse para la emisión. Esta condición puede expresarse como: $|v_1(i)| = |v_2(i)| = \dots = |v_{N_{ap}}(i)|$, donde $\underline{v}(i) = [v_1(i) \ v_2(i) \ \dots \ v_{N_{ap}}(i)]$. Algunos de los vectores de dirección también pueden estar descorrelacionados, de modo que la correlación entre dos vectores de dirección descorrelacionados cualquiera sea cero o un valor bajo. Esta condición puede expresarse como:

$$\mathbf{c}(ij) = \underline{v}^H(i) \cdot \underline{v}(j) \approx 0, \text{ para } i \approx 1 \dots L, j \approx 1 \dots L, \text{ e } i \neq j, \quad \text{EC.(31)}$$

donde $c(ij)$ es la correlación entre los vectores $\underline{v}(i)$ y $\underline{v}(j)$ de dirección.

El conjunto $\{\underline{v}\}$ de L vectores de dirección puede generarse utilizando diversos esquemas. En un primer esquema, los L vectores de dirección se generan basándose en matrices \underline{G}' $N_{ap} \times N_{ap}$ de variables aleatorias. Una matriz de correlación $N_{ap} \times N_{ap}$ de cada matriz \underline{G}' se calcula como $\underline{R}' = \underline{G}'^H \cdot \underline{G}'$, y se descompone tal como se muestra en la ecuación (25) para obtener una matriz \underline{E}' unitaria $N_{ap} \times N_{ap}$. Cada columna de \underline{E}' puede utilizarse como un vector $\underline{v}(i)$ de dirección.

En un segundo esquema, los L vectores de dirección se generan rotando sucesivamente un vector $\underline{v}(1)$ de dirección unitario inicial como sigue:

$$\underline{v}(i+1) = e^{j2\pi/L} \cdot \underline{v}(i), \text{ para } i=2 \dots L, \quad \text{EC.(32)}$$

donde $L \geq N_{ap}$.

En un tercer esquema, los L vectores de dirección se generan de manera que los elementos de estos vectores tienen la misma magnitud, pero fases diferentes. Para un vector de dirección dado $\underline{v}(i) = [v_1(i) \ v_2(i) \ \dots \ v_{N_{ap}}(i)]$, puede formarse un vector $\tilde{v}(i)$ de dirección normalizado como:

$$\tilde{v}(i) = [Ae^{j\theta_1(i)} \ Ae^{j\theta_2(i)} \ \dots \ Ae^{j\theta_{N_{ap}}(i)}] \quad \text{EC.(33)}$$

donde

A es una constante (por ejemplo, $A = 1/\sqrt{N_{ap}}$); y

$\theta_j(i)$ es la fase del elemento de orden j de $\underline{v}(i)$, que es:

$$\theta_j(i) = \angle v_j(i) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}\{v_j(i)\}}{\text{Re}\{v_j(i)\}} \right). \quad \text{Ec. (34)}$$

El vector $\tilde{v}(i)$ de dirección normalizado permite que la potencia de transmisión completa esté disponible para cada antena que va a utilizarse para la transmisión de emisión.

Las columnas de las matrices de dirección generadas tal como se describió anteriormente también pueden utilizarse como vectores de dirección para el ensanchamiento espacial. También pueden utilizarse otros esquemas para generar el conjunto de vectores de dirección, y esto está dentro del alcance de la invención.

Las técnicas de transmisión de emisión descritas en el presente documento pueden implementarse mediante diversos medios. Por ejemplo, estas técnicas pueden implementarse en hardware, software, o una combinación de los mismos. Para una implementación hardware, las unidades de procesamiento utilizadas para realizar o soportar la transmisión de emisión con ensanchamiento espacial en el punto de acceso y el terminal de usuario pueden implementarse dentro de uno o más circuitos integrados de aplicación específica (ASIC, Application Specific Integrated Circuits), procesadores de señales digitales (DSP, Digital Signal Processors), dispositivos de procesamiento de señales digitales (DSPD, Digital Signal Processing Devices), dispositivos lógicos programables (PLD, Programmable Logic Devices), matrices de puertas programables por campo (FPGA, Field Programmable Gate Arrays), procesadores, controladores, microcontroladores, microprocesadores, otras unidades electrónicas diseñadas para realizar las funciones descritas en el presente documento, o una combinación de los mismos.

Para una implementación software, las técnicas de transmisión de emisión pueden implementarse con módulos (por ejemplo, procedimientos, funciones, etc.) que realizan las funciones descritas en el presente documento. Los

5 códigos de software pueden almacenarse en unidades de memoria (por ejemplo, las unidades 442 y 482 de memoria de la figura 4 y las unidades 842 y 882 de memoria de la figura 8) y ejecutarse mediante un procesador (por ejemplo, los controladores 440 y 480 de la figura 4 y los controladores 840 y 880 de la figura 8). La unidad de memoria puede estar implementada dentro del procesador o ser externa al procesador, en cuyo caso puede acoplarse de manera comunicativa al procesador a través de diversos medios, como se conoce en la técnica.

10 Los títulos se incluyen en el presente documento como referencia, y para ayudar a ubicar ciertas secciones. Estos títulos no pretenden limitar el alcance de los conceptos descritos bajo los mismos, y estos conceptos pueden tener aplicabilidad en otras secciones a lo largo de toda la memoria descriptiva.

15 La descripción anterior de las realizaciones dadas a conocer se proporciona para permitir a cualquier experto en la técnica hacer o utilizar la presente invención. Diversas modificaciones a estas realizaciones serán fácilmente evidentes para los expertos en la técnica, y los principios genéricos definidos en el presente documento pueden aplicarse a otras realizaciones sin apartarse del alcance de la invención. Por tanto, la presente invención no pretende limitarse a las realizaciones mostradas en el presente documento, sino que ha de concedérsele el alcance más amplio de conformidad con los principios y características novedosas dados a conocer en el presente documento.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento de emisión de datos desde un transmisor de múltiples antenas inalámbrico, que comprende:

5 seleccionar al menos dos matrices de dirección para la transmisión de al menos un bloque de símbolos de datos obtenido a partir de al menos un bloque de datos, en el que se proporcionan las al menos dos matrices de dirección para aleatorizar un canal efectivo observado por cada una de una pluralidad de entidades de recepción para el al menos un bloque de símbolos de datos;
 10 realizar un procesamiento espacial en el al menos un bloque de símbolos de datos con cada una de las al menos dos matrices de dirección para obtener una pluralidad de secuencias de símbolos de transmisión, en el que el procesamiento espacial comprende obtener símbolos de transmisión para ser enviados desde una pluralidad de antenas de punto de acceso en un tramo de transmisión mediante el procesamiento de símbolos de datos para ser enviados en el tramo de transmisión con una matriz de dirección seleccionada para el tramo de transmisión; y
 15 emitir una o más señales que comprenden la pluralidad de secuencias de símbolos de transmisión desde una pluralidad de antenas de transmisión.

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

20 dividir el al menos un bloque de símbolos de datos en una pluralidad de subbloques de símbolos de datos; en el que la selección de al menos dos matrices de dirección comprende seleccionar una matriz de dirección para cada uno de la pluralidad de subbloques de símbolos de datos; y
 en el que la realización de un procesamiento espacial comprende realizar un procesamiento espacial para cada uno de la pluralidad de subbloques de símbolos de datos con una diferente de las al menos dos matrices de dirección.

3. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que el procesamiento del al menos un bloque de datos comprende, para cada bloque de datos:

30 codificar el bloque de datos de acuerdo con un esquema de codificación para obtener un bloque de datos codificados;
 intercalar el bloque de datos codificados para obtener un bloque de datos intercalados; y
 mapear por símbolo el bloque de datos intercalados de acuerdo con un esquema de modulación para obtener el bloque de símbolos de datos.

4. El procedimiento según la reivindicación 1, que comprende además:

40 determinar una velocidad de datos para cada uno del al menos un bloque de datos basándose en las condiciones de canal esperadas para la pluralidad de entidades de recepción.

5. El procedimiento según la reivindicación 1, que comprende además

45 seleccionar las al menos dos matrices de dirección entre un conjunto de L matrices de dirección, donde L es un número entero mayor que uno.

6. El procedimiento según la reivindicación 1, que comprende además:

50 generar una pluralidad de matrices de dirección como matrices unitarias que tienen columnas ortogonales, y en el que la selección comprende seleccionar las al menos dos matrices de entre la pluralidad de matrices de dirección.

7. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que el procesamiento espacial se realiza de acuerdo con la fórmula siguiente:

55
$$\underline{\mathbf{x}}_{mimo}(m) = \underline{\mathbf{V}}(m) \cdot \underline{\mathbf{s}}(m) ,$$

donde

60 $\underline{\mathbf{s}}(m)$ es un vector $N_S \times 1$ con N_S símbolos de datos que van a enviarse en el tramo m de transmisión;
 $\underline{\mathbf{V}}(m)$ es una matriz de dirección $N_{ap} \times N_S$ para el tramo m de transmisión; y
 $\underline{\mathbf{x}}_{mimo}(m)$ es un vector $N_{ap} \times 1$ con N_{ap} símbolos de transmisión que van a enviarse desde las N_{ap} antenas de punto de acceso en el tramo m de transmisión.

8. Un transmisor de múltiples antenas inalámbrico, que comprende:

65

un medio (440) para seleccionar al menos dos matrices de dirección para la transmisión del al menos un bloque de símbolos de datos obtenido a partir de al menos un bloque de datos, en el que las al menos dos matrices de dirección se proporcionan para aleatorizar un canal efectivo observado por cada una de una pluralidad de entidades de recepción para el al menos un bloque de símbolos de datos;

un medio (430) para realizar un procesamiento espacial en el al menos un bloque de símbolos de datos con cada una de las al menos dos matrices de dirección para obtener una pluralidad de secuencias de símbolos de transmisión, en el que el procesamiento espacial comprende obtener símbolos de transmisión para ser enviados desde una pluralidad de antenas de punto de acceso en un tramo de transmisión mediante el procesamiento de símbolos de datos para ser enviados en el tramo de transmisión con una matriz de dirección para el tramo de transmisión; y

un medio (432) para emitir la pluralidad de secuencias de símbolos de transmisión desde una pluralidad de antenas de transmisión.

9. El transmisor de la reivindicación 8, que comprende además:

un medio (430) para dividir el al menos un bloque de símbolos de datos en una pluralidad de subbloques de símbolos de datos;

en el que el medio (440) para seleccionar las al menos dos matrices de dirección está configurado para seleccionar una matriz de dirección para cada uno de la pluralidad de subbloques de símbolos de datos; y en el que el medio (430) para realizar el procesamiento espacial comprende un medio para realizar un procesamiento espacial para cada uno de la pluralidad de subbloques de símbolos de datos con una diferente de entre las al menos dos matrices de dirección.

10. El transmisor de la reivindicación 8, en el que el medio para procesar el al menos un bloque de datos comprende, para cada bloque de datos:

un medio (522) para codificar el bloque de datos de acuerdo con un esquema de codificación para obtener un bloque de datos codificados;

un medio (524) para intercalar el bloque de datos codificados para obtener un bloque de datos intercalados; y

un medio (526) para mapear por símbolo el bloque de datos intercalados de acuerdo con el esquema de modulación para obtener el bloque de símbolos de datos.

11. El transmisor de la reivindicación 8, que comprende además:

un medio para determinar una velocidad de datos para cada uno del al menos un bloque de datos basándose en los estados del canal esperados para la pluralidad de entidades de recepción.

12. El transmisor de la reivindicación 8, que comprende además:

un medio para seleccionar las al menos dos matrices de dirección de entre un conjunto de L matrices de dirección, donde L es un número entero mayor que uno.

13. El transmisor de la reivindicación 8, que comprende además:

un medio para generar una pluralidad de matrices de dirección como matrices unitarias que tienen columnas ortogonales, y en el que el medio para seleccionar comprende medios para seleccionar las al menos dos matrices de entre la pluralidad de matrices de dirección.

14. El transmisor de la reivindicación 8, en el que el procesamiento espacial se realiza de acuerdo con la fórmula siguiente:

$$\underline{\mathbf{x}}_{mimo}(m) = \underline{\mathbf{V}}(m) \cdot \underline{\mathbf{s}}(m) ,$$

donde

$\underline{\mathbf{s}}(m)$ es un vector $N_s \times 1$ con N_s símbolos de datos que van a enviarse en el tramo m de transmisión;

$\underline{\mathbf{V}}(m)$ es una matriz de dirección $N_{ap} \times N_s$ para el tramo m de transmisión; y

$\underline{\mathbf{x}}_{mimo}(m)$ es un vector $N_{ap} \times 1$ con N_{ap} símbolos de transmisión que van a enviarse desde las N_{ap} antenas de punto de acceso en el tramo m de transmisión.

15. Unidad de memoria que incluye códigos de software almacenados que son utilizados por uno o más procesadores, comprendiendo los códigos de software:

un código para seleccionar al menos dos matrices de dirección para la transmisión del al menos un

- bloque de símbolos de datos obtenido a partir del al menos un bloque de datos, en el que se proporcionan las al menos dos matrices de dirección para aleatorizar un canal efectivo observado por cada una de una pluralidad de entidades de recepción para el al menos un bloque de símbolos de datos;
- 5 un código para realizar un procesamiento espacial en el al menos un bloque de símbolos de datos con cada una de las al menos dos matrices de dirección para obtener una pluralidad de secuencias de símbolos de transmisión, en el que el procesamiento espacial comprende obtener símbolos de transmisión para ser enviados desde una pluralidad de antenas de punto de acceso en un tramo de transmisión, mediante el procesamiento de los símbolos de datos para ser enviados en el tramo de transmisión con una matriz de dirección para el tramo de transmisión; y
- 10 un código para emitir una o más señales que comprenden la pluralidad de secuencias de símbolos de transmisión desde una pluralidad de antenas de transmisión.

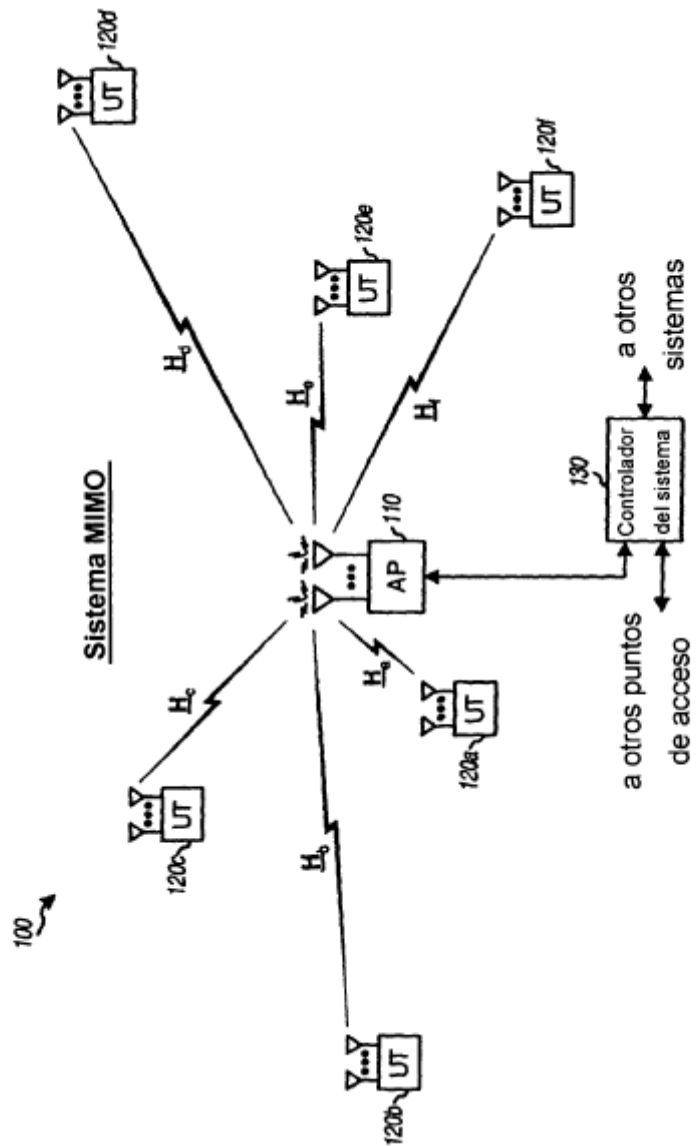


FIG. 1

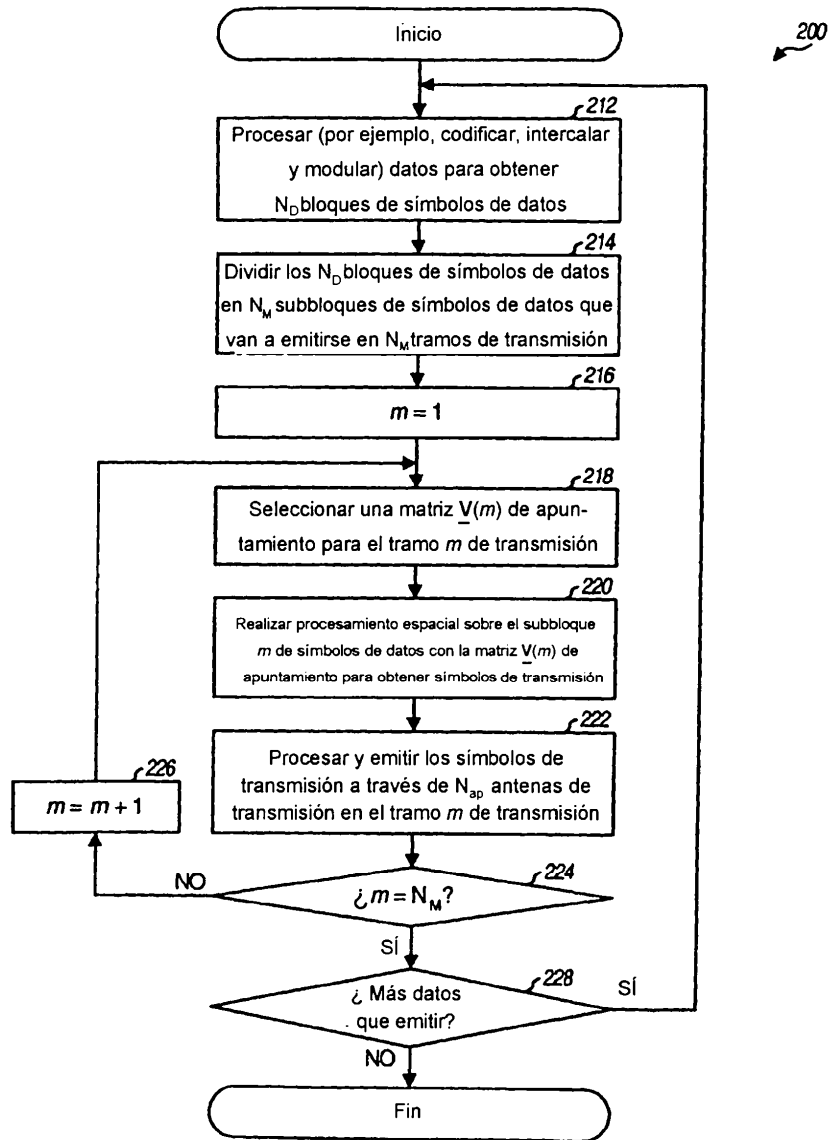


FIG. 2

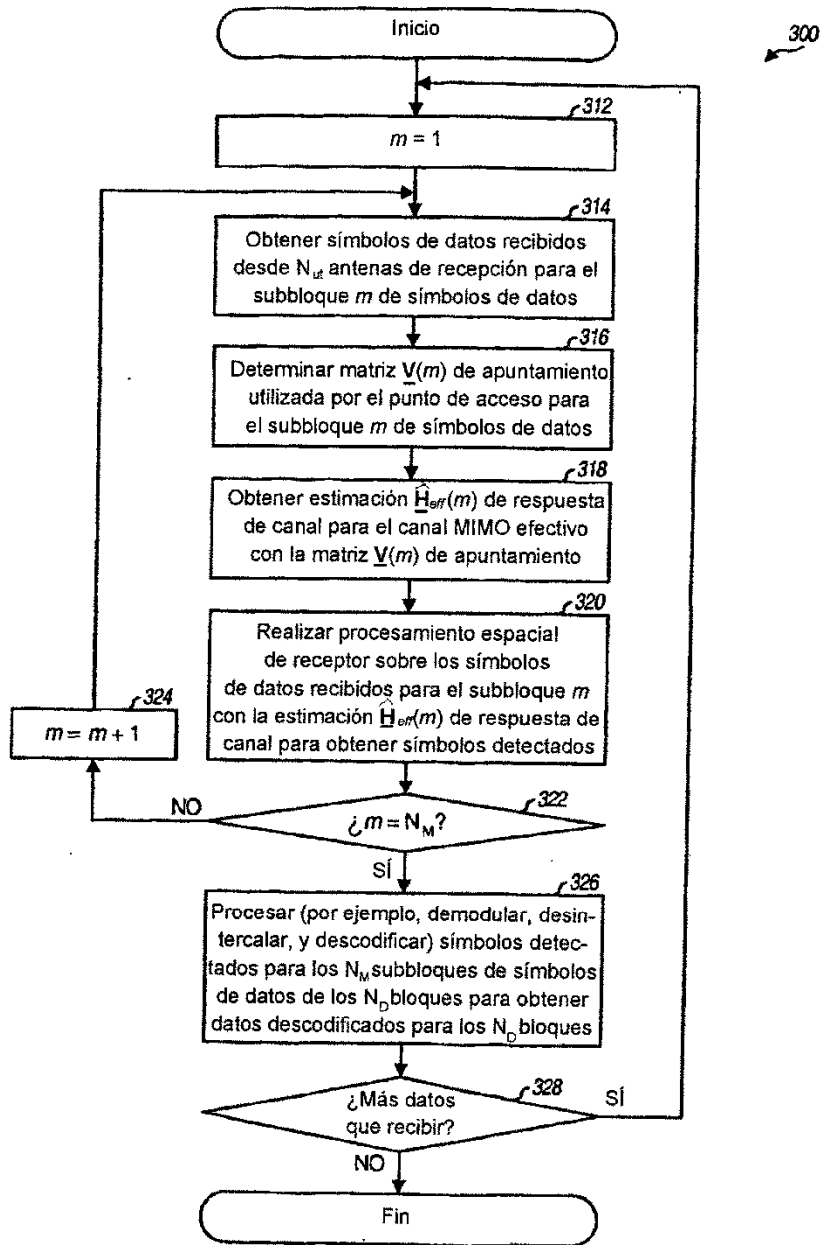


FIG. 3

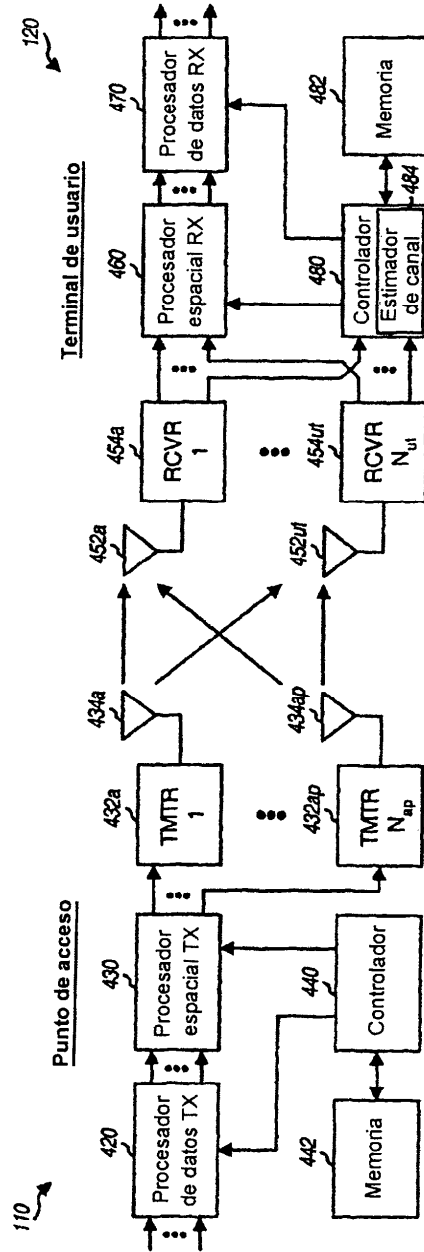


FIG. 4

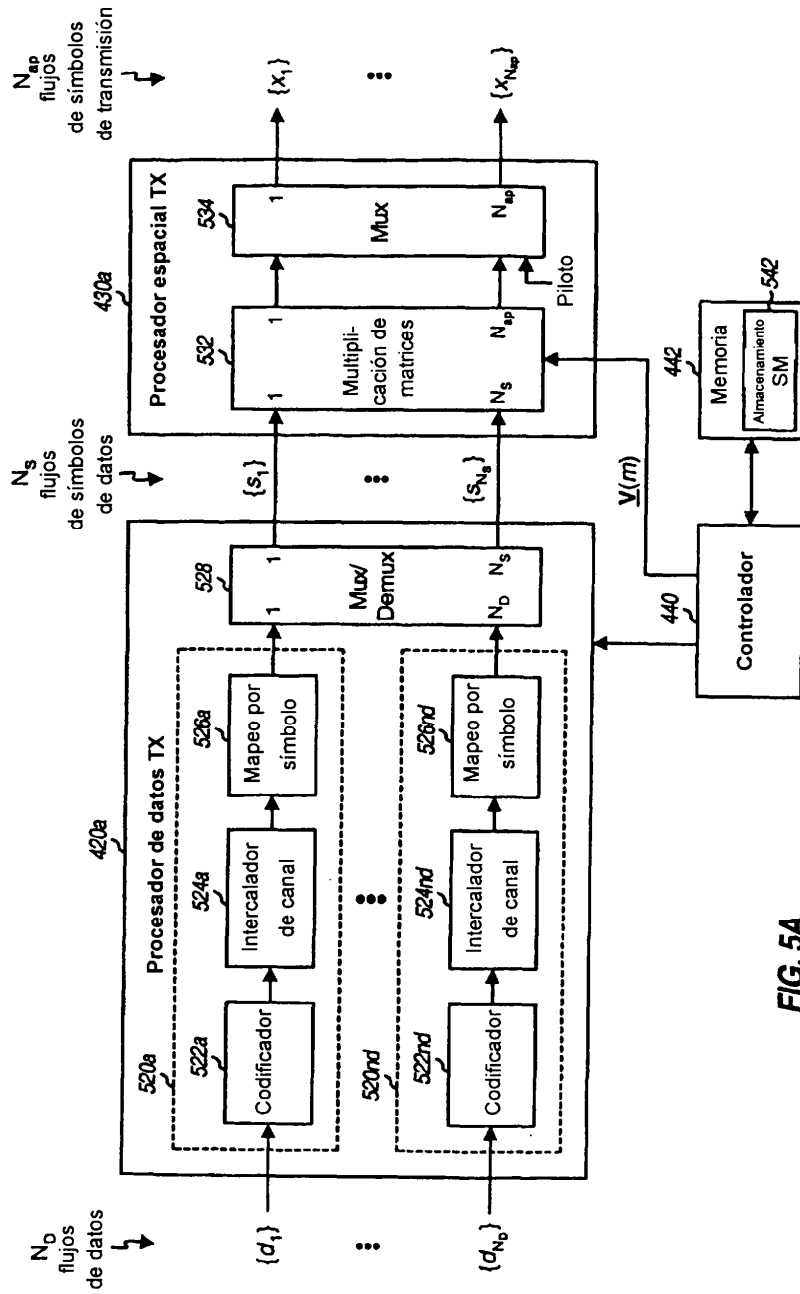


FIG. 5A

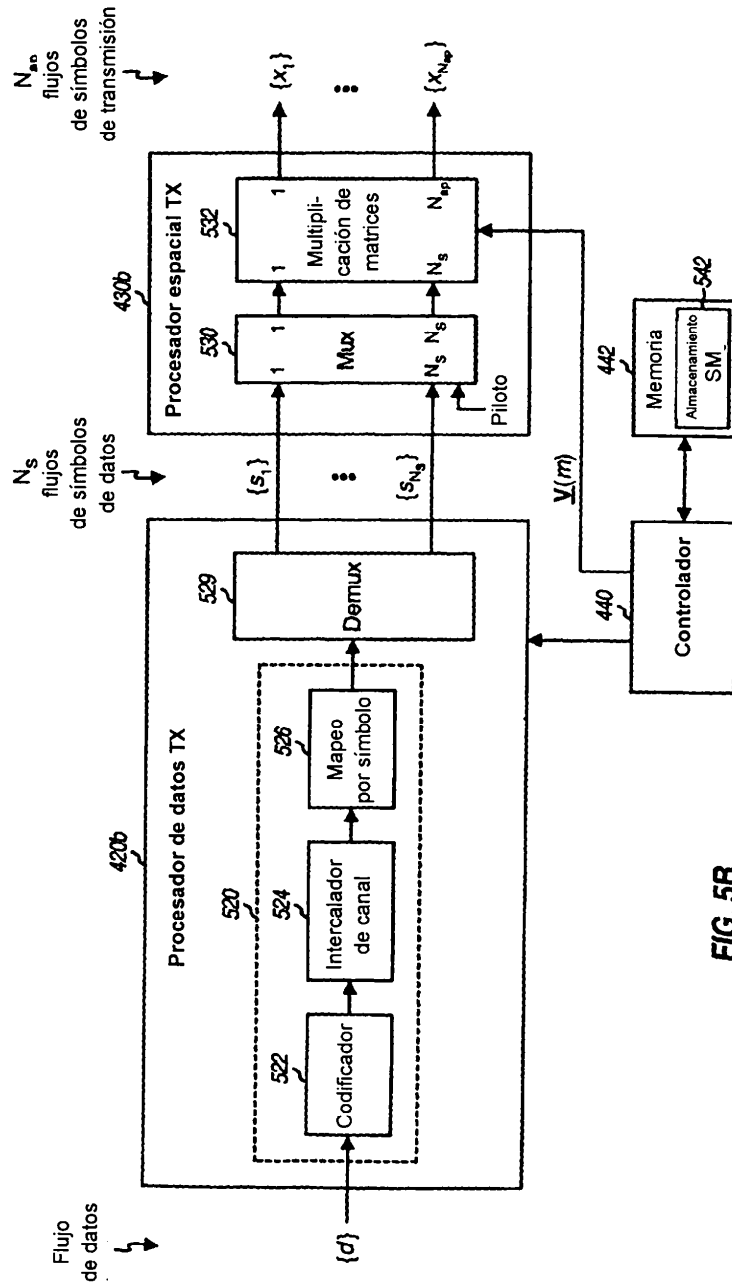


FIG. 5B

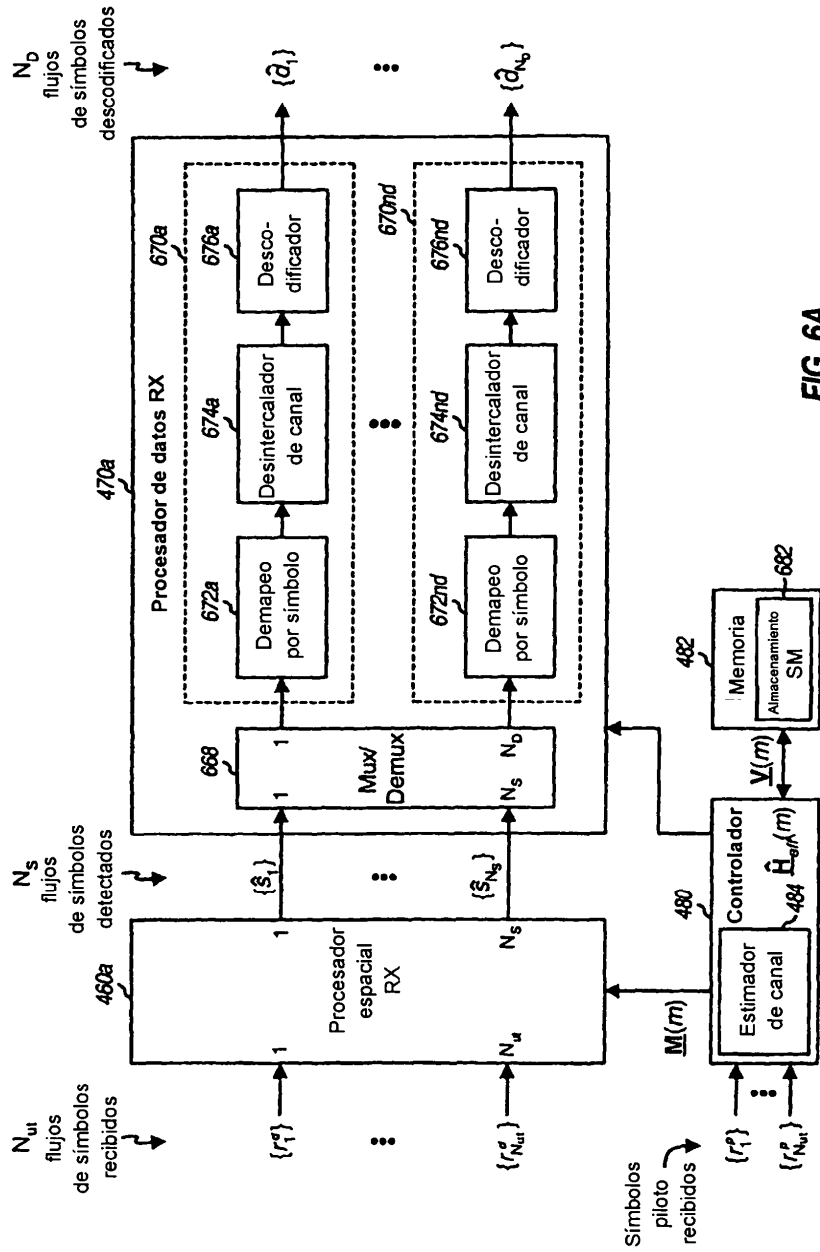


FIG. 6A

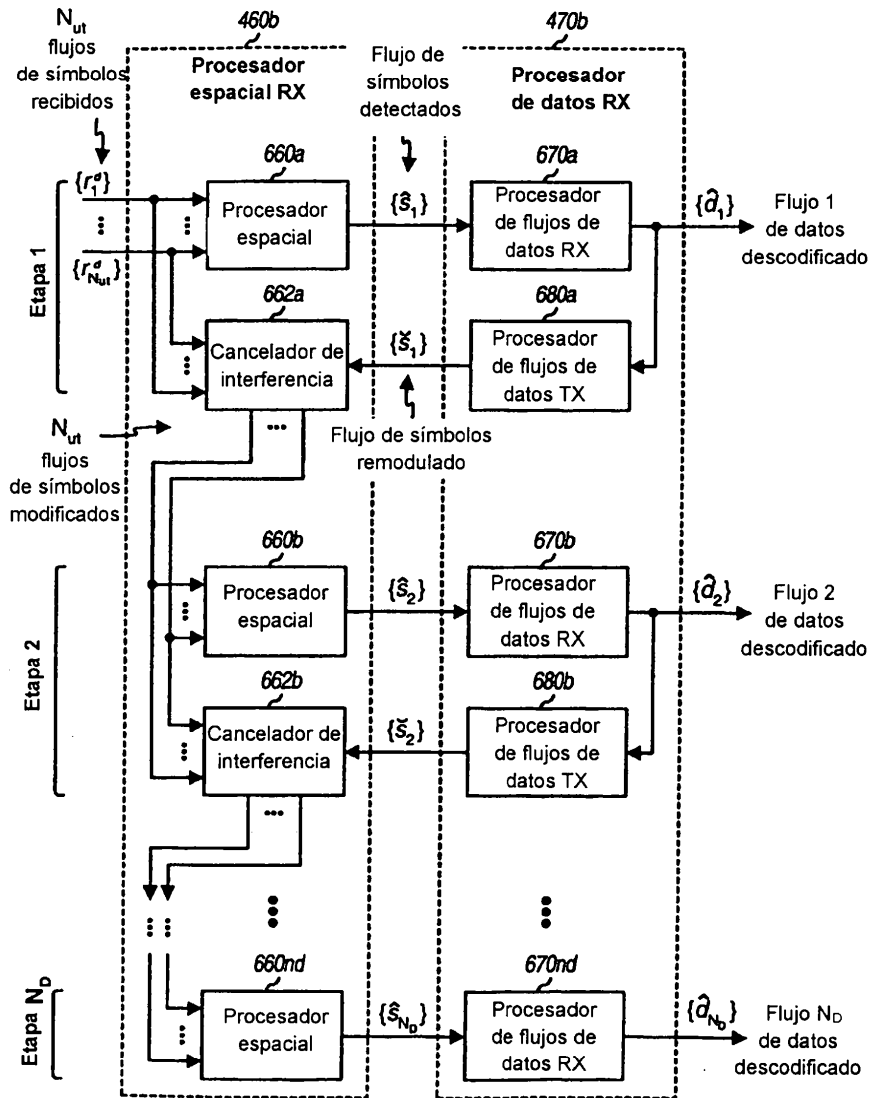


FIG. 6B

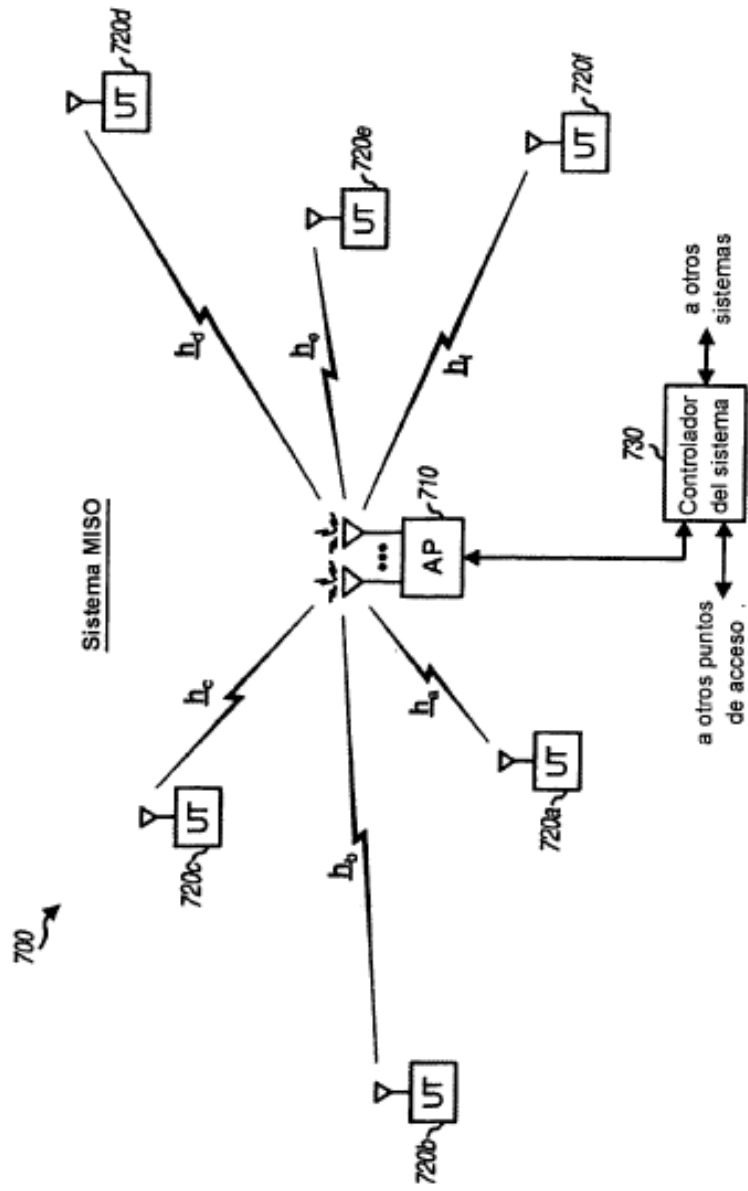


FIG. 7

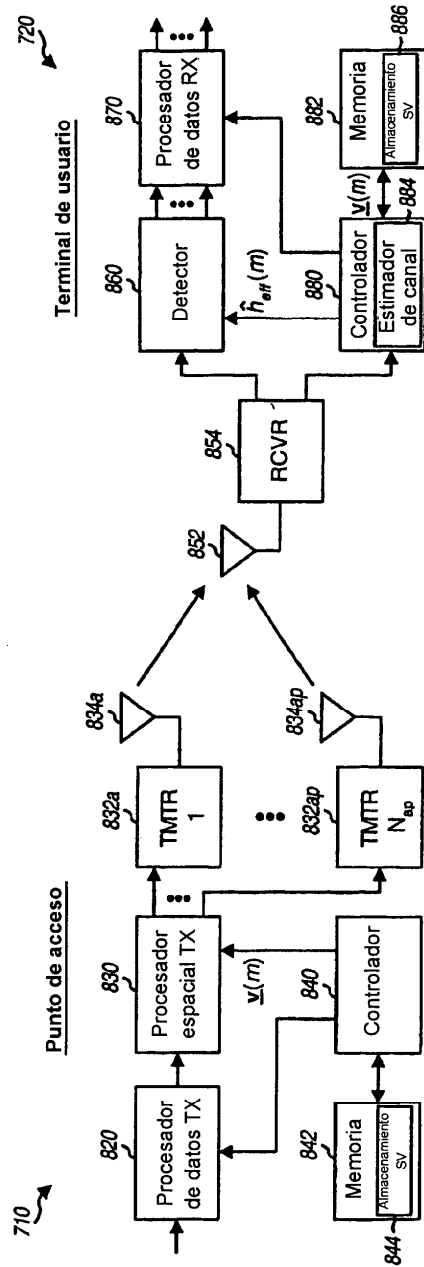


FIG. 8

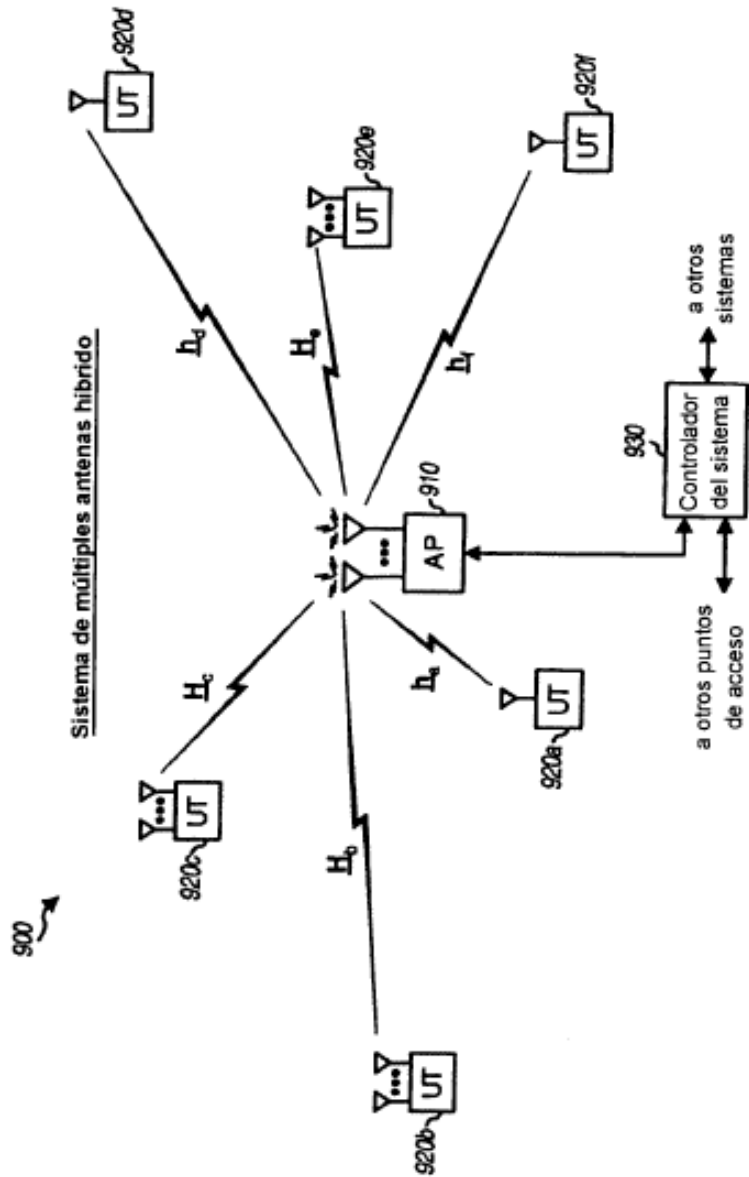


FIG. 9

