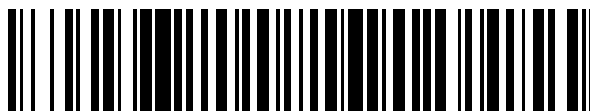


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 525 141**

51 Int. Cl.:

H04L 1/06 (2006.01)
H04L 25/02 (2006.01)
H04B 7/06 (2006.01)
H04L 1/00 (2006.01)
H04B 7/04 (2006.01)
H04L 27/26 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **17.08.2004 E 10011027 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **15.10.2014 EP 2299617**

54 Título: **Procesamiento espacial independiente de la frecuencia para sistemas de MISO y MIMO de banda ancha**

30 Prioridad:

27.08.2003 US 650295

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

18.12.2014

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

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

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 525 141 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

Procesamiento espacial independiente de la frecuencia para sistemas de MISO y MIMO de banda ancha

Antecedentes**I. Campo**

- 5 La presente invención se refiere, en general, a la comunicación de datos y, más específicamente, a técnicas para realizar el procesamiento espacial para sistemas de comunicación de entradas múltiples y salida única (MISO) y de entradas múltiples y salidas múltiples (MIMO) de banda ancha.

II. Antecedentes

- 10 Un sistema de MIMO emplea múltiples (N_T) antenas de transmisión y múltiples (N_R) antenas de recepción para la transmisión de datos, y se indica como un sistema (N_T, N_R). Un canal de MIMO formado por las N_T antenas de transmisión y las N_R antenas de recepción puede ser descompuesto en N_S canales independientes, donde $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$. N_S canales espaciales pueden ser formados por los N_S canales independientes del canal de MIMO, y ser usados para la transmisión de datos.

- 15 Para un canal de MIMO dispersor de tiempo, una señal enviada desde una antena de transmisión dada puede llegar a una antena de recepción dada mediante múltiples trayectos de señales (es decir, trayectos de propagación). Estos trayectos de señales pueden incluir un trayecto en línea recta y / o trayectos reflejados, que son creados cuando la señal transmitida es reflejada desde fuentes de reflejo (p. ej., edificios, obstrucciones, etc.) y llega a la antena de recepción mediante trayectos de señales distintos al trayecto en línea recta. La señal recibida en la antena de recepción puede, por tanto, incluir múltiples instancias (es decir, componentes de multi-trayecto) de la señal enviada desde la antena de transmisión. La dispersión L de retardo del canal de MIMO es la diferencia temporal entre los más tempranos y los más tardíos componentes de multi-trayecto llegados (de alguna cierta energía mínima) para todos los pares de antenas de transmisión y recepción en el canal de MIMO.

- 20 La dispersión temporal en el canal de MIMO produce el desvanecimiento selectivo de la frecuencia, que está caracterizado por una respuesta de frecuencia que varía entre el ancho de banda del sistema (es decir, distintas ganancias de canal para distintas frecuencias). Los componentes de multi-trayecto están asociados a distintas ganancias complejas de canal y pueden sumarse constructivamente, o destructivamente, en el receptor. La dispersión temporal y el desvanecimiento selectivo de frecuencia son más problemáticos para un sistema de MIMO de banda ancha con un amplio ancho de banda del sistema.

- 25 Pueden ser usadas diversas técnicas para combatir la selectividad de frecuencia en un canal de MIMO de banda ancha. Por ejemplo, una técnica de modulación de multi-portadora, tal como el multiplexado por división ortogonal de frecuencia (OFDM), puede ser usada para dividir el ancho de banda del sistema en múltiples (N_F) sub-bandas ortogonales de frecuencia. El canal de MIMO de banda ancha puede luego ser visto como compuesto por N_F canales de MIMO de banda estrecha de desvanecimiento plano, cada uno de los cuales puede ser descompuesto en N_S canales espaciales. Los datos pueden luego ser transmitidos por los N_S canales espaciales de cada una de las N_F sub-bandas.

- 30 Para un sistema de MIMO que utiliza el OFDM (es decir, un sistema MIMO-OFDM), el canal de MIMO de banda ancha puede ser caracterizado con (1) una ganancia compleja de canal para cada una de las N_F sub-bandas de cada uno de los $N_T \cdot N_R$ pares de antenas de transmisión / recepción (es decir, $N_F \cdot N_T \cdot N_R$ ganancias de canal en total) y (2) el límite inferior del ruido en el receptor. Las ganancias de canal y el límite inferior de ruido del receptor pueden luego ser usados para seleccionar la(s) velocidad(es) de datos para la transmisión de datos por los N_S canales espaciales de cada una de las N_F sub-bandas. Las ganancias de canal también pueden ser usadas para el procesamiento espacial en el receptor y, posiblemente, en el transmisor, a fin de transmitir datos por los N_S canales espaciales de cada una de las N_F sub-bandas. De tal modo, para el sistema de MIMO-OFDM, la selectividad de frecuencia puede ser combatida tratando el canal de MIMO de banda ancha como N_F canales de MIMO de banda estrecha de desvanecimiento plano, y realizando el procesamiento espacial por separado para cada uno de los canales de MIMO de banda estrecha. Sin embargo, este procesamiento espacial dependiente de la frecuencia puede aumentar en gran medida la complejidad de cálculo en el transmisor y el receptor. Además, el receptor puede necesitar proporcionar una gran cantidad de información de retro-alimentación (p. ej., las ganancias de canal) al transmisor para prestar soporte al procesamiento espacial dependiente de la frecuencia.

- 50 El documento WO 02 / 078211 revela la obtención de un filtro correlacionado para la recepción de señales.

Por lo tanto, existe la necesidad en la tecnología de técnicas para realizar más eficazmente el procesamiento espacial en un sistema de MIMO de banda ancha.

Sumario

El problema precedente es resuelto por las reivindicaciones independientes.

Las técnicas para realizar la auto-guía independiente de la frecuencia en sistemas de MISO y MIMO son proporcionadas en la presente memoria. La auto-guía se refiere al procesamiento espacial realizado sobre un flujo de símbolos de datos con un vector de guía en un transmisor, a fin de transmitir el flujo de símbolos de datos por un canal espacial de un canal de MISO o un canal de MIMO. El canal de MISO puede ser caracterizado por (1) una secuencia de vectores de respuesta de impulso de canal del dominio temporal, para una pluralidad de retardos temporales, o bien (2) una secuencia de vectores de respuesta de frecuencia de canal del dominio de la frecuencia, para las N_F sub-bandas. De manera similar, el canal de MIMO puede ser caracterizado por una secuencia de matrices de respuesta de impulso de canal, o bien una secuencia de matrices de respuesta de frecuencia de canal. La auto-guía es independiente de la frecuencia en cuanto a que se usa un vector de guía para el flujo de símbolos de datos, incluso si el canal de MISO o de MIMO es dispersor del tiempo, e independientemente de si la auto-guía es realizada en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia. La auto-guía puede ser realizada sobre uno o múltiples flujos de símbolos de datos, con uno o múltiples vectores de guía, para transmitir el flujo, o los flujos, de símbolos de datos por uno o múltiples canales espaciales. Diversos esquemas de auto-guía independientes de la frecuencia son descritos en la presente memoria, incluyendo la auto-guía de la modalidad principal, la auto-guía de multi-modalidad, la auto-guía del trayecto principal y la auto-guía del receptor.

Para la auto-guía de modalidad principal y la auto-guía de multi-modalidad, se calcula una matriz de correlación para el canal de MIMO, en base a las matrices de respuesta (de impulso o de frecuencia) de canal para el canal de MIMO, según se describe más adelante. La matriz de correlación es luego descompuesta (p. ej., usando la descomposición en auto-valores) para obtener N_S vectores de guía independientes de la frecuencia, para N_S canales espaciales del canal de MIMO. Para la auto-guía de modalidad principal, un flujo de símbolos de datos es transmitido por el canal espacial principal, o el mejor, usando el vector de guía $\mathbf{v}_{pm}$ para el mejor canal espacial. Para la auto-guía de multi-modalidad, N_D flujos de símbolos de datos son transmitidos por los N_D mejores canales espaciales, usando N_D vectores de guía $\mathbf{v}_{mm}$ para estos canales espaciales, donde $N_S \geq N_D > 1$ en este caso.

Para la auto-guía del trayecto principal, un flujo de símbolos de datos es transmitido por el canal espacial principal para el trayecto principal de propagación del canal de MIMO, usando un vector $\mathbf{v}_{mp}$ de guía independiente de la frecuencia. Para este esquema, se determina primero la energía de cada matriz de respuesta de impulso de canal. El trayecto principal es el retardo temporal de la matriz de respuesta de impulso de canal con la más alta energía. Se calcula una matriz de correlación de la matriz de respuesta de impulso de canal con la más alta energía, y se descompone para obtener el vector de guía $\mathbf{v}_{mp}$ para el mejor canal espacial del trayecto principal. El flujo de símbolos de datos es transmitido por este canal espacial usando el vector de guía $\mathbf{v}_{mp}$.

Para la auto-guía del receptor, un flujo de símbolos de datos es guiado hacia una antena de recepción individual, en base a un vector de guía $\mathbf{v}_{rx,i}$ independiente de la frecuencia, obtenido para esa antena de recepción. El canal de MIMO puede ser visto como compuesto por N_R canales de MISO para las N_R antenas de recepción. Una matriz de correlación puede ser calculada para cada canal de MISO, en base a su secuencia de vectores de respuesta (de impulso o de frecuencia) de canal, y descompuesta para obtener un vector de guía para el canal espacial principal de ese canal de MISO. N_R vectores de guía $\mathbf{v}_{rx}$ independientes de la frecuencia pueden ser obtenidos para los N_R canales de MISO. N_D flujos de símbolos de datos pueden ser transmitidos usando los N_R vectores de guía $\mathbf{v}_{rx}$, donde $\min\{N_R, N_T\} \geq N_D \geq 1$ en este caso. Cada flujo de símbolos de datos puede ser guiado hacia una de, múltiples o todas, las antenas de recepción. Para un sistema de MISO con una antena de recepción, se obtiene un vector de guía para la única antena de recepción y se usa para transmitir un flujo de símbolos de datos.

Para todos los esquemas de auto-guía, se obtiene un filtro correlacionado para cada antena de recepción, en base al vector, o a los vectores, de guía usado(s) por el transmisor y a la secuencia de vectores de respuesta (de impulso o de frecuencia) de canal para la antena de recepción. El flujo de símbolos recibidos para cada antena de recepción es filtrado con el filtro correlacionado para esa antena de recepción, para obtener uno o más sub-flujos de símbolos filtrados. Los sub-flujos de símbolos filtrados desde todos los N_R filtros correlacionados para las N_R antenas de recepción son luego combinados para obtener N_D flujos de símbolos detectados para los N_D flujos de datos enviados por el transmisor, donde $N_D \geq 1$ en este caso. La ecualización y otro pos-procesamiento pueden ser realizados sobre los N_D flujos de símbolos detectados, para obtener N_D flujos de símbolos recuperados, que son estimaciones de los N_D flujos de símbolos de datos enviados por el transmisor.

Diversos aspectos y realizaciones de la invención son descritos en mayor detalle más adelante.

Breve descripción de los dibujos

Las características y la naturaleza de la presente invención devendrán más evidentes a partir de la descripción detallada expuesta a continuación, cuando sea considerada conjuntamente con los dibujos, en los cuales los

caracteres iguales de referencia identifican de manera correspondiente en toda su extensión, y en los cuales:

la FIG. 1 muestra un transmisor y un receptor en un sistema de MISO;

la FIG. 2 muestra un procesador de datos de transmisión (TX) en el sistema de MISO;

las FIGs. 3A, 3B y 3C muestran tres realizaciones de un procesador espacial de TX en el sistema de MISO;

5 las FIGs. 4A, 4B y 4C muestran tres realizaciones de un procesador espacial de recepción (RX) en el sistema de MISO;

la FIG. 5 muestra un diagrama de bloques del receptor en el sistema de MISO;

la FIG. 6 muestra un transmisor y un receptor en un sistema de MIMO;

la FIG. 7 muestra un procesador de datos de TX en el sistema de MIMO;

las FIGs. 8A, 8B y 8C muestran tres realizaciones de un procesador espacial de TX en el sistema de MIMO;

10 las FIGs. 9A a 9F muestran seis realizaciones de un procesador espacial de RX en el sistema de MIMO;

la FIG. 10 muestra un diagrama de bloques del receptor en el sistema de MIMO;

la FIG. 11 muestra un proceso para realizar la auto-guía de modalidad principal, la auto-guía de multi-modalidad y la auto-guía del trayecto principal en el sistema de MIMO; y

la FIG. 12 muestra un proceso para realizar la auto-guía del receptor en el sistema de MISO o de MIMO.

15 **Descripción detallada**

La palabra “ejemplar” se usa en la presente memoria para expresar “que sirve como un ejemplo, caso o ilustración”. Cualquier realización o diseño descrito en la presente memoria como “ejemplar” no ha de ser necesariamente interpretado como preferido o ventajoso sobre otras realizaciones o diseños.

20 Las técnicas de auto-guía descritas en la presente memoria pueden ser usadas para diversos sistemas de comunicación inalámbrica, incluyendo los sistemas de MISO y de MIMO de portadora única y de múltiples portadoras. Las múltiples portadoras pueden ser proporcionadas por el OFDM o alguna otra técnica o estructura de modulación de múltiples portadoras. En la descripción más adelante, el término “sistema de MIMO” se refiere genéricamente a ambos sistemas de MIMO, de portadora única y de múltiples portadoras.

25 Para mayor claridad, se usan las siguientes notaciones para la descripción a continuación. Las variables del dominio del tiempo son funciones de n y son indicadas con textos en cursiva (p. ej., $h(n)$). Las variables del dominio de la frecuencia son funciones de k y son indicadas con textos corrientes (p. ej., $h(k)$). Los vectores son indicados con textos en minúsculas, en negrilla y subrayados (p. ej., $\underline{h}(n)$ y $\underline{h}(k)$). Las matrices son indicadas con textos en mayúsculas, en negrilla y subrayados (p. ej., $\underline{H}(n)$ y $\underline{H}(k)$). Las matrices tridimensionales son indicadas con textos en mayúsculas, en negrilla y doblemente subrayados (p. ej., $\underline{\underline{H}}$ y $\underline{\underline{H}}$).

30 **1. Sistema de MISO**

Un canal de MISO dispersor del tiempo con N_T antenas de transmisión y una única antena de recepción puede ser caracterizado por una matriz $\underline{H}$ de respuesta de impulso de canal del dominio del tiempo, con dimensiones $(L + 1) \times N_T$, donde L indica la magnitud del retardo del canal de MISO en periodos de símbolos. La magnitud del retardo de un canal es la diferencia entre los trayectos de propagación resolubles más tempranamente y más tardíamente en el

35 canal. La matriz $\underline{H}$ está compuesta por N_T vectores $\underline{h}_j$ de respuesta de impulso de canal, para $j = 1, 2, \dots, N_T$ o, equivalentemente, $L + 1$ vectores fila $\underline{h}(n)$, para $n = 0, 1, \dots, L$, que pueden ser expresados como:

$$\underline{H} = \begin{bmatrix} \underline{h}(0) \\ \underline{h}(1) \\ \mathbf{M} \\ \underline{h}(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(0) & h_2(0) & \Lambda & h_{N_T}(0) \\ h_1(1) & h_2(1) & \Lambda & h_{N_T}(1) \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ h_1(L) & h_2(L) & \Lambda & h_{N_T}(L) \end{bmatrix} = [\underline{h}_1 \ \underline{h}_2 \ \dots \ \underline{h}_{N_T}] \quad , \text{ Ec. (1)}$$

donde la entrada $h_j(n)$, para $j = 1, 2, \dots, N_T$ y $n = 0, 1, \dots, L$, es el acoplamiento (es decir, la ganancia compleja) entre la antena j de transmisión y la antena de recepción para el retardo temporal n . Cada vector $\underline{h}_j$, para $j = 1, 2, \dots, N_T$, incluye $L + 1$ valores complejos para la respuesta de impulso de canal entre la antena j de transmisión y la antena de

recepción. Cada vector fila $\underline{h}(n)$, para $n = 0, 1, \dots, L$, incluye N_T valores complejos para las ganancias de canal entre las N_T antenas de transmisión y la antena de recepción para el retardo temporal n .

La respuesta de impulso de canal puede ser estimada por el receptor en base a símbolos piloto enviados por el transmisor. El transmisor puede "cubrir" la señal piloto para cada antena de transmisión con una única secuencia ortogonal asignada a esa antena. La cobertura es un proceso por el cual un símbolo p de modulación dado (o un conjunto de W símbolos con el mismo valor) a transmitir es multiplicado por todos los W segmentos de una secuencia ortogonal de W segmentos, para obtener W símbolos cubiertos, que son luego transmitidos. N_T señales piloto ortogonales pueden ser obtenidas con N_T secuencias ortogonales para las N_T antenas de transmisión. La cobertura logra la ortogonalidad entre las N_T señales piloto enviadas desde las N_T antenas de transmisión y permite al receptor distinguir las antenas de transmisión individuales.

El receptor puede "descubrir" los símbolos piloto recibidos con cada una de las mismas N_T secuencias ortogonales, para estimar la respuesta de impulso de canal entre cada una de las N_T antenas de transmisión y la antena de recepción. El descubrimiento es un proceso complementario, por el cual W símbolos recibidos para W símbolos cubiertos son multiplicados por los W segmentos de la misma secuencia ortogonal de W segmentos, para obtener W símbolos descubiertos, que son luego acumulados para obtener una estimación del símbolo p transmitido. El descubrimiento es realizado en $L + 1$ retardos temporales, para obtener los $L + 1$ vectores fila $\underline{h}(n)$, para $n = 0, 1, \dots, L$, para la respuesta de impulso de canal del canal de MISO.

Un canal de MISO dispersor del tiempo también puede ser caracterizado por una matriz bidimensional $\underline{\mathbf{H}}$ de respuesta de frecuencia de canal del dominio de la frecuencia, con dimensiones $N_F \times N_T$, donde N_F es el número de sub-bandas de frecuencia y $N_F \geq (L + 1)$. La matriz $\underline{\mathbf{H}}$ está compuesta por N_T vectores $\underline{\mathbf{h}}_j$ de respuesta de frecuencia de canal, para $j = 1, 2, \dots, N_T$, es decir, $\underline{\mathbf{H}} = [\underline{\mathbf{h}}_1 \ \underline{\mathbf{h}}_2 \ \dots \ \underline{\mathbf{h}}_{N_T}]$. Cada vector $\underline{\mathbf{h}}_j$ incluye N_F valores del dominio de la frecuencia que pueden ser obtenidos realizando una transformación discreta de Fourier (DFT) de N_F puntos sobre los $L + 1$ valores del dominio del tiempo del correspondiente vector $\underline{\mathbf{h}}_j$ de la matriz $\underline{\mathbf{H}}$. Para cada par de antenas de transmisión y de recepción, hay por tanto una correspondencia de uno a uno entre el vector $\underline{\mathbf{h}}_j$ de respuesta de impulso de canal del dominio del tiempo y el vector $\underline{\mathbf{h}}_j$ de respuesta de frecuencia de canal del dominio de la frecuencia. La matriz $\underline{\mathbf{H}}$ está equivalentemente compuesta por N_F vectores fila $\underline{\mathbf{h}}(k)$, para $k = 1, 2, \dots, N_F$, es decir, $\underline{\mathbf{H}} = [\underline{\mathbf{h}}^T(1) \ \underline{\mathbf{h}}^T(2) \ \dots \ \underline{\mathbf{h}}^T(N_F)]^T$, donde $\underline{\mathbf{m}}^T$ es la traspuesta de $\underline{\mathbf{m}}$. Cada vector fila $\underline{\mathbf{h}}(k)$ incluye N_T valores de ganancia compleja para la respuesta de frecuencia entre las N_T antenas de transmisión y la antena de recepción para la sub-banda k . La DFT para obtener $\underline{\mathbf{h}}(k)$ puede ser expresada como:

$$\underline{\mathbf{h}}(k) = \sum_{n=0}^L \underline{\mathbf{h}}(n) \cdot e^{-j(2\pi/N_F)k(n-1)} \quad , \text{ para } k = 1, 2, \dots, N_F. \quad \text{Ec. (2)}$$

El transmisor puede realizar la auto-guía sobre un flujo $s(n)$ de símbolos de datos antes de la transmisión, mediante el canal de MISO, a fin de lograr una mayor razón entre señal recibida y ruido (SNR) para el flujo de símbolos de datos. La auto-guía puede ser realizada usando un vector $\underline{\mathbf{v}}_{\text{miso}}$ de guía independiente de la frecuencia, que puede ser obtenido para maximizar la SNR recibida, o en base a algunos otros criterios.

En una realización, el vector $\underline{\mathbf{v}}_{\text{miso}}$ de guía para el transmisor se obtiene calculando primero una matriz $\underline{\mathbf{R}}_{\text{miso}}$ de correlación de dimensiones $N_T \times N_T$, según lo siguiente:

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{miso}} = \sum_{n=0}^L \underline{\mathbf{h}}^H(n) \underline{\mathbf{h}}(n) = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \underline{\mathbf{h}}^H(k) \underline{\mathbf{h}}(k) \quad . \quad \text{Ec. (3)}$$

donde $\underline{\mathbf{h}}^H$ es la traspuesta conjugada de $\underline{\mathbf{h}}$. La matriz $\underline{\mathbf{R}}_{\text{miso}}$ puede ser vista como un promedio de $L + 1$ matrices individuales de correlación de $\underline{\mathbf{h}}(n)$ para $L + 1$ retardos temporales, o bien N_F matrices individuales de correlación de $\underline{\mathbf{h}}(k)$ para N_F sub-bandas. Las matrices individuales de correlación reciben igual ponderación en la ecuación (3). En otra realización, las matrices individuales de correlación pueden recibir ponderaciones distintas en el cálculo de $\underline{\mathbf{R}}_{\text{miso}}$. Por ejemplo, cada matriz individual de correlación puede ser ponderada por la energía asociada a esa matriz, que puede ser calculada según se describe más adelante.

La descomposición en auto-valores de la matriz $\underline{\mathbf{R}}_{\text{miso}}$ de correlación se realiza luego de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{miso}} = \underline{\mathbf{V}}_{\text{miso}} \underline{\Lambda}_{\text{miso}} \underline{\mathbf{V}}_{\text{miso}}^H \quad , \quad \text{Ec. (4)}$$

donde

$\mathbf{V}_{miso}$ es una matriz unitaria de dimensiones $N_T \times N_T$ cuyas columnas son los auto-vectores de $\mathbf{R}_{miso}$; y

Λ_{miso} es una matriz diagonal de dimensiones $N_T \times N_T$ cuyas entradas diagonales son los auto-valores de $\mathbf{R}_{miso}$.

Una matriz unitaria $\mathbf{M}$ está caracterizada por la propiedad $\mathbf{M}^H \mathbf{M} = \mathbf{I}$, donde $\mathbf{I}$ es la matriz identidad, con unos a lo largo de la diagonal y ceros en el resto. Los N_T auto-vectores de la matriz unitaria $\mathbf{V}_{miso}$, indicados como $\mathbf{v}_j$ para $j = 1, 2, \dots, N_T$, son por tanto ortogonales entre sí. Además, la longitud de cada auto-vector es igual a uno, es decir,

$$\|\mathbf{v}_j\|^2 = \sum_{i=1}^{N_T} |v_{i,j}|^2 = 1,$$

donde $\mathbf{v}_j = [v_{1,j} \ v_{2,j} \ \dots \ v_{N_T,j}]^T$. Los N_T auto-vectores también se denominan vectores de guía y pueden ser usados para la auto-guía por parte del transmisor y para el filtrado correlacionado por parte del receptor, según se describe más adelante.

- 10 La matriz $\mathbf{R}_{miso}$ es de dimensiones $N_T \times N_T$ y rango N_{miso} , donde $N_{miso} \leq \min \{N_T, (L + 1)\}$. La matriz diagonal Λ_{miso} contiene por tanto N_{miso} valores reales positivos a lo largo de la diagonal, y ceros en el resto. La mayor entrada no nula se denomina el auto-valor principal λ_{miso} de la matriz $\mathbf{R}_{miso}$ y es indicativa de la ganancia de potencia para el canal espacial (o “auto-modalidad del dominio del tiempo”) correspondiente a ese auto-valor. El vector de guía $\mathbf{v}_{miso}$ independiente de la frecuencia, a usar para la auto-guía, es el auto-vector “principal” de $\mathbf{R}_{miso}$, que es la columna de
- 15 $\mathbf{V}_{miso}$ que corresponde al auto-valor principal de $\mathbf{R}_{miso}$.

El transmisor realiza la auto-guía sobre el flujo $s(n)$ de símbolos de datos con el vector de guía $\mathbf{v}_{miso}$ para obtener N_T flujos $\mathbf{x}_{miso}(n)$ de símbolos de transmisión, según lo siguiente:

$$\mathbf{x}_{miso}(n) = s(n) \cdot \mathbf{v}_{miso} \quad . \quad \text{Ec. (5)}$$

- Con la auto-guía mostrada en la ecuación (5), el flujo $s(n)$ de símbolos de datos observa un canal efectivo que es un canal de entrada única y salida única (SISO) con una respuesta efectiva de impulso de canal de $\underline{h}(n)\mathbf{v}_{miso}$, para $n = 0, 1, \dots, L$. Los N_T flujos $\mathbf{x}_{miso}(n)$ de símbolos de transmisión son adicionalmente procesados y transmitidos desde las N_T antenas de transmisión al receptor.
- 20

El receptor obtiene un flujo $y_{miso}(n)$ de símbolos recibidos desde la única antena de recepción, lo que puede ser expresado como:

$$\begin{aligned} y_{miso}(n) &= \underline{h}(n) \otimes \mathbf{x}_{miso}(n) + n_{miso}(n) \quad , \\ &= \left(\sum_{j=0}^L \underline{h}(j) s(n-j) \mathbf{v}_{miso} \right) + n_{miso}(n) \quad , \end{aligned} \quad \text{Ec. (6)}$$

- donde “ $\otimes$ ” indica una convolución y $n_{miso}(n)$ es ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN). El flujo $y_{miso}(n)$ de símbolos recibidos experimenta interferencia entre símbolos (ISI), que es un fenómeno por el cual cada símbolo en un flujo recibido actúa como distorsión para símbolos posteriores en el flujo recibido. La interferencia entre símbolos puede ser mitigada mediante el uso del OFDM conjuntamente con un prefijo cíclico suficientemente largo, según lo descrito más adelante. Alternativamente, para un sistema de MISO de portadora única, la interferencia entre símbolos puede ser mitigada mediante el uso de un adecuado filtrado correlacionado temporal, en combinación con la equalización, como
- 25
- 30 también se describe más adelante.

El receptor puede realizar el filtrado correlacionado del flujo $y_{miso}(n)$ de símbolos recibidos, ya sea en el dominio del tiempo o bien en el dominio de la frecuencia. El filtrado correlacionado del dominio del tiempo puede ser expresado como:

$$\begin{aligned} \tilde{z}_{miso}(n) &= \mathbf{v}_{miso}^H \underline{h}^H(L-n) \otimes y_{miso}(n) \quad , \\ &= \mathbf{v}_{miso}^H \sum_{j=0}^L \underline{h}^H(L-j) \cdot y_{miso}(n-j) \quad , \end{aligned} \quad \text{Ec. (7)}$$

donde $\tilde{s}_{miso}(n)$ indica un flujo de símbolos detectados, que es una estimación del flujo $s(n)$ de símbolos de datos enviado por el transmisor. El filtro correlacionado

$$m_{miso}(n) = \underline{v}_{miso}^H \underline{h}^H(L-n),$$

para $n = 0, 1, \dots, L$, maximiza la SNR recibida.

- 5 Puede usarse un ecualizador para mitigar la interferencia entre símbolos debida a la dispersión temporal en el canal de MIMO. El ecualizador puede ser un ecualizador de mínimos errores cuadrados medios (MMSE), un ecualizador de retro-alimentación de decisiones (DFE), un estimador de secuencias de máxima probabilidad (MLSE) o algún otro tipo de ecualizador. El ecualizador puede ser implementado con un filtro adaptable que tenga coeficientes que puedan ser actualizados con símbolos piloto y / o de datos, y en base a un criterio específico (p. ej., mínimo error cuadrado medio).
- 10 El ecualizador realiza la ecualización sobre el flujo $\tilde{s}_{miso}(n)$ de símbolos detectados y proporciona un flujo $\hat{s}_{miso}(n)$ de símbolos recuperados, que es una mejor estimación del flujo $s(n)$ de símbolos de datos enviado por el transmisor. En general, el flujo $\tilde{s}_{miso}(n)$ de símbolos detectados puede ser proporcionado directamente como el flujo $\hat{s}_{miso}(n)$ de símbolos recuperados, o puede ser pos-procesado (p. ej., ecualizado) para obtener el flujo $\hat{s}_{miso}(n)$ de símbolos recuperados.
- 15 El filtrado correlacionado del dominio de la frecuencia puede ser expresado como:

$$\hat{s}_{miso}(k) = \underline{v}_{miso}^H \underline{h}^H(k) y_{miso}(k), \text{ para } k = 1, 2, \dots, N_F, \quad \text{Ec. (8)}$$

donde

$\hat{s}_{miso}(k)$ es el sub-flujo de símbolos recuperados para la sub-banda k ; e

$y_{miso}(k)$ es el sub-flujo de símbolos recibidos para la sub-banda k .

- Los N_F sub-flujos $y_{miso}(k)$ de símbolos recibidos, para $k = 1, 2, \dots, N_F$, pueden ser obtenidos realizando una transformación rápida de Fourier (FFT) de cada conjunto de N_F símbolos en el flujo $y_{miso}(n)$ de símbolos recibidos. El
- 20 filtro correlacionado $m_{miso}(k) = \underline{v}_{miso}^H \underline{h}^H(k)$, para $k = 1, 2, \dots, N_F$, es un escalar de valor complejo que maximiza la SNR recibida para cada sub-banda. Los N_F sub-flujos de símbolos recuperados para las N_F sub-bandas pueden ser multiplexados entre sí para obtener el flujo $\hat{s}_{miso}(n)$ de símbolos recuperados.

- Para ambos filtrados correlacionados, del dominio del tiempo y del dominio de la frecuencia, la SNR recibida puede ser expresada como:
- 25

$$SNR_{miso} = \frac{P_{total}}{\sigma^2} \underline{v}_{miso}^H \underline{R}_{miso} \underline{v}_{miso} = \frac{P_{total}}{\sigma^2} \lambda_{miso}, \quad \text{Ec. (9)}$$

donde P_{total} es la potencia total de transmisión usada por el transmisor para el flujo de símbolos de datos;

σ^2 es el límite inferior del ruido en el receptor; y

λ_{miso} es el principal auto-valor de $\underline{R}_{miso}$.

- La capacidad C_{miso}^f del canal de MISO con auto-guía independiente de la frecuencia puede ser determinada usando el análisis del dominio de la frecuencia y suponiendo que se usa el mismo vector de guía para todas las N_F sub-bandas.
- 30

La capacidad C_{miso}^f puede ser expresada como:

$$C_{miso}^f = \sum_{k=1}^{N_F} \log_2(1 + SNR(k)) = \sum_{k=1}^{N_F} \log_2(1 + \rho \cdot \underline{v}_{miso}^H \underline{R}(k) \underline{v}_{miso}) , \quad \text{Ec. (10)}$$

donde ρ es la SNR media recibida, según lo medido en la antena de recepción, que es igual a la potencia total de recepción dividida entre el ruido σ^2 del receptor. La matriz $\underline{\mathbf{R}}(k)$ es la matriz de correlación de $\underline{\mathbf{h}}(k)$, que puede ser obtenida y descompuesta de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{R}}(k) = \underline{\mathbf{h}}^H(k) \underline{\mathbf{h}}(k) = \underline{\mathbf{U}}(k) \underline{\mathbf{\Lambda}}(k) \underline{\mathbf{U}}^H(k) , \quad \text{para } k = 1, 2, \dots, N_F, \quad \text{Ec. (11)}$$

donde $\underline{\mathbf{\Lambda}}(k)$ es la matriz diagonal de auto-valores de $\underline{\mathbf{R}}(k)$, y

5 $\underline{\mathbf{U}}(k)$ es la matriz unitaria de auto-vectores de $\underline{\mathbf{R}}(k)$.

El término cuadrático en la ecuación (10) puede ser expresado como:

$$\underline{\mathbf{v}}_{miso}^H \underline{\mathbf{R}}(k) \underline{\mathbf{v}}_{miso} = \underline{\mathbf{v}}_{miso}^H \underline{\mathbf{U}}(k) \underline{\mathbf{\Lambda}}(k) \underline{\mathbf{U}}^H(k) \underline{\mathbf{v}}_{miso} = \underline{\mathbf{z}}^H(k) \underline{\mathbf{\Lambda}}(k) \underline{\mathbf{z}}(k) , \quad \text{Ec. (12)}$$

donde $\underline{\mathbf{z}}(k) = \underline{\mathbf{U}}^H(k) \underline{\mathbf{v}}_{miso}$. Dado que $\underline{\mathbf{R}}(k)$ tiene solamente un auto-valor no nulo, la ecuación (12) puede ser simplificada de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{v}}_{miso}^H \underline{\mathbf{R}}(k) \underline{\mathbf{v}}_{miso} = |z_1(k)|^2 \lambda(k) , \quad \text{Ec. (13)}$$

donde $\lambda(k)$ es el auto-valor no nulo de $\underline{\mathbf{R}}(k)$, que es $\lambda(k) = \|\underline{\mathbf{h}}(k)\|^2$ para un canal de MISO, y $z_1(k)$ es el elemento de $\underline{\mathbf{z}}(k)$

10 correspondiente al auto-valor $\lambda(k)$. La capacidad C_{miso}^f del canal de MISO con auto-guía independiente de la frecuencia puede luego ser expresada como:

$$C_{miso}^f = \sum_{k=1}^{N_F} \log_2(1 + \rho \cdot |z_1(k)|^2 \cdot \lambda(k)) . \quad \text{Ec. (14)}$$

La capacidad C_{miso}^a para el canal de MISO sin auto-guía en el transmisor (o, equivalentemente, con un vector de guía

$\underline{\mathbf{g}} = [g \ g \ \dots \ g]$, donde $\underline{\mathbf{g}} = \sqrt{1/N_T}$), puede ser expresada como:

$$C_{miso}^a = \sum_{k=1}^{N_F} \log_2(1 + \frac{\rho}{N_T} \cdot \lambda(k)) . \quad \text{Ec. (15)}$$

En general, la capacidad C_{miso}^f del canal de MISO con auto-guía independiente de la frecuencia es mayor que la

15 capacidad C_{miso}^a del canal de MISO sin auto-guía.

Ha sido descrito en lo que antecede un procedimiento ejemplar para obtener el vector de guía $\underline{\mathbf{v}}_{miso}$ independiente de la frecuencia, para la auto-guía en el transmisor en el sistema de MISO. El vector de guía también puede obtenerse de otras maneras, y esto está dentro del alcance de la invención.

20 La auto-guía independiente de la frecuencia también puede ser usada para un sistema de MISO que emplea el OFDM (es decir, un sistema de MISO-OFDM). El transmisor puede realizar la auto-guía en el dominio del tiempo, según se muestra en la ecuación (5), donde $s(n)$ indica una secuencia de segmentos del dominio del tiempo para símbolos de OFDM generados para el flujo de datos por modulación de OFDM. La modulación de OFDM se describe más adelante. El transmisor también puede realizar la auto-guía en el dominio de la frecuencia sobre los símbolos de datos para cada sub-banda, antes de la modulación de OFDM, para generar símbolos de OFDM. El receptor puede realizar el filtrado correlacionado en el dominio del tiempo, según se muestra en la ecuación (7), o en el dominio de la frecuencia, según se muestra en la ecuación (8).

2. Sistema de MIMO

30 Un canal de MIMO dispersor del tiempo con N_T antenas de transmisión y N_R antenas de recepción puede ser caracterizado por una matriz tridimensional $\underline{\mathbf{H}}$ de respuesta de impulso de canal del dominio del tiempo, con dimensiones $N_R \times N_T \times (L + 1)$. La matriz $\underline{\mathbf{H}}$ está compuesta por $L + 1$ matrices $\underline{\mathbf{H}}(n)$ de respuesta de impulso de canal,

para $n = 0, 1, \dots, L$, es decir, $\underline{H} = [\underline{H}(0) \ \underline{H}(1) \ \dots \ \underline{H}(L)]$, que pueden ser expresadas como:

$$\underline{\mathcal{H}}(n) = \begin{bmatrix} \underline{h}_1(n) \\ \underline{h}_2(n) \\ \mathbf{M} \\ \underline{h}_{N_R}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1}(n) & h_{1,2}(n) & \Lambda & h_{1,N_T}(n) \\ h_{2,1}(n) & h_{2,2}(n) & \Lambda & h_{2,N_T}(n) \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ h_{N_R,1}(n) & h_{N_R,2}(n) & \Lambda & h_{N_R,N_T}(n) \end{bmatrix}, \text{ Ec. (16)}$$

para $n = 0, 1, \dots, L$, donde la entrada $h_{ij}(n)$, para $i = 1, 2, \dots, N_R$, $j = 1, 2, \dots, N_T$ y $n = 0, 1, \dots, L$, es el acoplamiento (es decir, la ganancia compleja) entre la antena j de transmisión y la antena i de recepción para el retardo temporal n . El vector fila $\underline{h}_i(n)$, para $i = 1, 2, \dots, N_R$ y $n = 0, 1, \dots, L$, incluye N_T valores complejos para las ganancias de canal entre las N_T antenas de transmisión y la antena i de recepción para el retardo temporal n .

La respuesta de impulso de canal puede ser estimada por el receptor en base a símbolos piloto enviados por el transmisor. En una realización, el transmisor cubre el símbolo piloto para cada antena de transmisión con un código ortogonal asignado a esa antena. Los símbolos piloto enviados desde las N_T antenas de transmisión son cubiertas por N_T códigos ortogonales y pueden ser recuperados individualmente. En el receptor, el símbolo piloto recibido desde cada antena i de recepción es descubierto con los N_T códigos ortogonales en un retardo temporal específico, para obtener la respuesta de canal entre la antena i de recepción y cada una de las N_T antenas de transmisión para ese retardo temporal, es decir, una fila de la matriz $\underline{H}(n)$. El descubrimiento es realizado por separado para todas las N_R antenas de recepción, para obtener las N_R filas de la matriz $\underline{H}(n)$. El descubrimiento también es realizado en $L + 1$ retardos temporales (es decir, para $n = 0, 1, \dots, L$) para cada par de antenas de transmisión y recepción, para obtener los $L + 1$ valores del dominio del tiempo para la respuesta de impulso de canal para ese par de antenas de transmisión y recepción.

Un canal de MIMO dispersor del tiempo también puede ser caracterizado por una correspondiente matriz tridimensional $\underline{\mathbf{H}}$ de respuesta de frecuencia de canal del dominio de la frecuencia, con dimensiones $N_R \times N_T \times N_F$, donde $N_F > L$. La matriz $\underline{\mathbf{H}}$ está compuesta por N_F matrices $\underline{\mathbf{H}}(k)$ de respuesta de frecuencia de canal, para $k = 1, 2, \dots, N_F$, que pueden ser obtenidas calculando una transformación discreta de Fourier de N_F puntos sobre las $L + 1$ matrices $\underline{H}(n)$ de respuesta de impulso de canal, para $n = 0, 1, \dots, L$, de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{H}}(k) = \begin{bmatrix} \underline{h}_1(k) \\ \underline{h}_2(k) \\ \mathbf{M} \\ \underline{h}_{N_R}(k) \end{bmatrix} = \sum_{n=0}^L \underline{\mathcal{H}}(n) \cdot e^{-j(2\pi/N_F)(k-1)n}, \text{ para } k = 1, 2, \dots, N_F. \text{ Ec. (17)}$$

Cada matriz $\underline{\mathbf{H}}(k)$, para $k = 1, 2, \dots, N_F$, incluye N_R vectores fila $\underline{h}_i(k)$, para $i = 1, 2, \dots, N_R$, para las N_R antenas de recepción. Cada vector fila $\underline{h}_i(k)$ incluye N_T valores complejos para las ganancias de canal entre las N_T antenas de transmisión y la antena i de recepción para la sub-banda k . Cada entrada $\underline{h}_{ij}$ de la matriz $\underline{\mathbf{H}}$, para $i = 1, 2, \dots, N_R$ y $j = 1, 2, \dots, N_T$, incluye N_F valores del dominio de la frecuencia, que pueden ser obtenidos tomando la DFT de los $L + 1$ valores del dominio del tiempo para una correspondiente entrada $\underline{h}_{ij}$ de la matriz $\underline{H}$. Para cada par de antenas de transmisión y recepción, hay por tanto una correspondencia de uno a uno entre la respuesta $\underline{h}_{ij}$ de impulso de canal y la respuesta $\underline{h}_{ij}$ de frecuencia de canal.

La auto-guía independiente de la frecuencia puede ser realizada de diversas maneras para un sistema de MIMO. Algunos esquemas ejemplares de auto-guía independiente de la frecuencia se describen más adelante.

A. Auto-guía de modalidad principal

Para la auto-guía de modalidad principal, un flujo de símbolos de datos es transmitido por el canal espacial principal del canal de MIMO, usando un único vector $\underline{\mathbf{v}}_{pm}$ de guía independiente de la frecuencia. Para obtener este vector de guía, se calcula primero una matriz $\underline{\mathbf{R}}_{mimo}$ de correlación de dimensiones $N_T \times N_T$, de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{R}}_{mimo} &= \sum_{n=0}^L \underline{\mathbf{H}}^H(n) \underline{\mathbf{H}}(n) = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_T} \underline{\mathbf{H}}^H(k) \underline{\mathbf{H}}(k) \quad , \\ &= \sum_{n=0}^L \sum_{j=1}^{N_T} \underline{\mathbf{h}}_j^H(n) \underline{\mathbf{h}}_j(n) = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_T} \sum_{j=1}^{N_T} \underline{\mathbf{h}}^H(k) \underline{\mathbf{h}}(k) \quad .\end{aligned}\quad \text{Ec. (18)}$$

La descomposición en auto-valores de $\underline{\mathbf{R}}_{mimo}$ se realiza entonces de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{R}}_{mimo} = \underline{\mathbf{V}}_{mimo} \underline{\Lambda}_{mimo} \underline{\mathbf{V}}_{mimo}^H \quad , \quad \text{Ec. (19)}$$

donde $\underline{\mathbf{V}}_{mimo}$ es una matriz unitaria de auto-vectores de $\underline{\mathbf{R}}_{mimo}$ y $\underline{\Lambda}_{mimo}$ es una matriz diagonal cuyas entradas diagonales son los auto-valores de $\underline{\mathbf{R}}_{mimo}$.

5 Un canal de MIMO puede ser descompuesto en N_S canales espaciales, donde $N_S \leq \min \{N_T, N_R\}$. La matriz $\underline{\mathbf{R}}_{mimo}$ es de rango N_S y la matriz diagonal $\underline{\Lambda}_{mimo}$ contiene N_S valores reales no negativos a lo largo de la diagonal. La mayor entrada diagonal no nula se denomina el auto-valor principal λ_{mimo} de la matriz $\underline{\mathbf{R}}_{mimo}$. En una realización, el vector guía $\underline{\mathbf{v}}_{pm}$ a usar para la auto-guía es el auto-vector principal de $\underline{\mathbf{R}}_{mimo}$, que es la columna de $\underline{\mathbf{V}}_{mimo}$ que corresponde al auto-valor principal de $\underline{\mathbf{R}}_{mimo}$. El vector guía $\underline{\mathbf{v}}_{pm}$ puede ser visto como correspondiente al canal espacial principal del canal de MIMO "promediado".

10 El transmisor realiza la auto-guía sobre el flujo $s(n)$ de símbolos de datos con el vector guía $\underline{\mathbf{v}}_{pm}$ para obtener N_T flujos $\underline{\mathbf{x}}_{pm}(n)$ de símbolos de transmisión, según lo siguiente:

$$\underline{\mathbf{x}}_{pm}(n) = s(n) \cdot \underline{\mathbf{v}}_{pm} \quad . \quad \text{Ec. (20)}$$

15 Con la auto-guía mostrada en la ecuación (20), el flujo $s(n)$ de símbolos de datos observa un canal efectivo que es un canal de entrada única y salidas múltiples (SIMO) con una respuesta efectiva de impulso de canal de $\underline{\mathbf{H}}(n)\underline{\mathbf{v}}_{pm}$, para $n = 0, 1, \dots, L$. Los N_T flujos $\underline{\mathbf{x}}_{pm}(n)$ de símbolos de transmisión son adicionalmente procesados y enviados desde las N_T antenas de transmisión al receptor.

El receptor obtiene N_R flujos $\underline{\mathbf{y}}_{pm}(n)$ de símbolos recibidos desde las N_R antenas de recepción, que pueden ser expresados como:

$$\underline{\mathbf{y}}_{pm}(n) = \underline{\mathbf{H}}(n) \otimes \underline{\mathbf{x}}_{pm}(n) + \underline{\mathbf{n}}_{mimo}(n) \quad , \quad \text{Ec. (21)}$$

20 donde $\underline{\mathbf{n}}_{mimo}$ es ruido Gaussiano blanco aditivo, con un vector medio de $\underline{\mathbf{0}}$ y una matriz de covarianza de $\underline{\Lambda}_n = \sigma^2 \underline{\mathbf{I}}$, donde $\underline{\mathbf{0}}$ es un vector de todos ceros. El receptor puede realizar el filtrado correlacionado de los flujos $\underline{\mathbf{y}}_{pm}(n)$ de símbolos recibidos, ya sea en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia.

El filtrado correlacionado del dominio del tiempo puede ser expresado como:

$$\tilde{\mathbf{s}}_{pm}(n) = \underline{\mathbf{v}}_{pm}^H \underline{\mathbf{H}}^H(L-n) \otimes \underline{\mathbf{y}}_{pm}(n) \quad , \text{ para } n = 0, 1, \dots, L. \quad \text{Ec. (22)}$$

El filtro correlacionado del receptor es $\underline{\mathbf{m}}_{pm}(n) = \underline{\mathbf{v}}_{pm}^H \underline{\mathbf{H}}^H(L-n)$, para $n = 0, 1, \dots, L$, que incluye N_R filtros correlacionados individuales para las N_R antenas de recepción. El filtro correlacionado $m_{pm,i}(n)$ para cada antena de

25 recepción tiene una respuesta de impulso de $m_{pm,i}(n) = \underline{\mathbf{v}}_{pm}^H \underline{\mathbf{h}}_i^H(L-n)$, para $n = 0, 1, \dots, L$, que maximiza la SNR recibida para esa antena de recepción. Las salidas de los N_R filtros correlacionados individuales para las N_R antenas de recepción son sumadas para obtener el flujo $\tilde{\mathbf{s}}_{pm}(n)$ de símbolos detectados. El pos-procesamiento (p. ej., la ecualización) puede ser realizado sobre el flujo $\tilde{\mathbf{s}}_{pm}(n)$ de símbolos detectados para obtener el flujo $\hat{\mathbf{s}}_{pm}(n)$ de símbolos recuperados.

30 El filtrado correlacionado del dominio de la frecuencia puede ser expresado como:

$$\hat{s}_{pm}(k) = \mathbf{v}_{pm}^H \mathbf{H}(k) \mathbf{y}_{pm}(k), \text{ para } k = 1, 2, \dots, N_F \quad \text{Ec. (23)}$$

donde $\mathbf{y}_{pm}(k)$ son los sub-flujos de símbolos recibidos para la sub-banda k , que pueden ser obtenidos realizando una FFT de cada conjunto de N_F símbolos en los flujos $\mathbf{y}_{pm}(n)$ de símbolos recibidos. El filtro correlacionado del receptor es

$$\mathbf{m}_{pm,i}(k) = \mathbf{v}_{pm}^H \mathbf{h}_i^H(k), \text{ para } k = 1, 2, \dots, N_F, \text{ que incluye } N_R \text{ filtros correlacionados individuales para las } N_R \text{ antenas de recepción. El filtro correlacionado } m_{pm,i}(k) \text{ para cada antena } i \text{ de recepción tiene una respuesta de}$$

5 $\mathbf{m}_{pm,i}(k) = \mathbf{v}_{pm}^H \mathbf{h}_i^H(k)$, para $k = 1, 2, \dots, N_F$. Las salidas de los N_R filtros correlacionados individuales para las N_R antenas de recepción para cada sub-banda k son sumadas para obtener el sub-flujo $\hat{s}_{pm}(k)$ de símbolos recuperados para esa sub-banda. Los N_F sub-flujos de símbolos recuperados para las N_F sub-bandas pueden ser multiplexados para obtener el flujo $\hat{s}_{pm}(n)$ de símbolos recuperados.

10 Tanto para el filtrado correlacionado del dominio del tiempo como para el del dominio de la frecuencia, la SNR recibida, promediada entre las N_R antenas de recepción, puede ser expresada como:

$$\text{SNR}_{mimo}^{pm} = \frac{\rho}{N_R} \mathbf{v}_{pm}^H \mathbf{R}_{mimo} \mathbf{v}_{pm} \quad \text{Ec. (24)}$$

El filtro correlacionado $\mathbf{v}_{pm}^H \mathbf{h}_i^H(L-n)$, para $n = 0, 1, \dots, L$, maximiza la SNR recibida.

La capacidad C_{mimo}^{pm} del canal de MIMO con auto-guía de modalidad principal puede ser expresada como:

$$C_{mimo}^{pm} = \sum_{k=1}^{N_F} \log_2(1 + \rho \cdot \mathbf{v}_{pm}^H \mathbf{H}(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{v}_{pm}) \quad \text{Ec. (25)}$$

El término cuadrático en la ecuación (25) puede ser expresado como:

$$\mathbf{v}_{pm}^H \mathbf{H}(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{v}_{pm} = \sum_{\lambda=1}^{N_r} \|\mathbf{v}_{pm}^H \mathbf{u}_{\lambda}(k)\|^2 \cdot \lambda_{\lambda}(k), \quad \text{Ec. (26)}$$

donde $\mathbf{u}_{\lambda}(k)$ es el auto-vector asociado al λ -ésimo auto-valor $\lambda_{\lambda}(k)$ de la matriz de correlación $\mathbf{R}(k) = \mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k)$. La capacidad C_{mimo}^{pm} puede luego ser expresada como:

$$C_{mimo}^{pm} = \sum_{k=1}^{N_F} \log_2 \left(1 + \rho \cdot \sum_{\lambda=1}^{N_r} \|\mathbf{v}_{pm}^H \mathbf{u}_{\lambda}(k)\|^2 \cdot \lambda_{\lambda}(k) \right) \quad \text{Ec. (27)}$$

B. Auto-guía de multi-modalidad

Para la auto-guía de multi-modalidad, múltiples flujos de símbolos de datos son transmitidos por múltiples canales espaciales del canal de MIMO, usando múltiples vectores de guía independientes de la frecuencia en una matriz $\mathbf{V}_{mm}$, cuyas columnas son los auto-vectores de la matriz de correlación $\mathbf{R}_{mimo}$. Dado que $\mathbf{R}_{mimo}$ es de rango N_S , donde $N_S \leq \min \{N_T, N_R\}$, la matriz $\mathbf{V}_{mm}$ puede incluir hasta N_S auto-vectores $\mathbf{v}_{\lambda}$, para $\lambda = 1, 2, \dots, N_S$, para hasta N_S auto-modalidades de $\mathbf{R}_{mimo}$. Para más claridad, la siguiente descripción supone que todas las N_S auto-modalidades son usadas para la transmisión de datos.

El transmisor realiza la auto-guía sobre N_S flujos $\mathbf{s}_{mm}(n)$ de símbolos de datos con la matriz guía $\mathbf{V}_{mm}$, para obtener N_T flujos $\mathbf{x}_{mm}(n)$ de símbolos de transmisión, según lo siguiente:

$$\mathbf{x}_{mm}(n) = \mathbf{V}_{mm} \mathbf{s}(n), \quad \text{Ec. (28)}$$

donde $\mathbf{s}_{mm}(n) = [s_1(n) \ s_2(n) \ \dots \ s_{N_S}(n)]^T$, $\mathbf{V}_{mm} = [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2 \ \dots \ \mathbf{v}_{N_S}]$ y $N_S \leq \min \{N_T, N_R\}$ para un canal de MIMO de rango

completo. Cada flujo $s_\lambda(n)$, para $\lambda = 1, 2, \dots, N_S$, es guiado con un respectivo vector guía $\underline{v}_\lambda$ en la matriz $\underline{V}_{mm}$. Cada flujo $s_\lambda(n)$ de símbolos de datos observa un canal efectivo que es un canal de SIMO con una respuesta efectiva de impulso de canal de $\underline{H}(n)\underline{v}_\lambda$, para $n = 0, 1, \dots, L$. Los N_T flujos $\underline{x}_{mm}(n)$ de símbolos de transmisión son adicionalmente procesados y enviados desde las N_T antenas de transmisión al receptor.

5 El receptor obtiene N_R flujos $\underline{y}_{mm}(n)$ de símbolos recibidos desde las N_R antenas de recepción, que $\underline{y}_{mm}(n) = \underline{H}(n)\underline{x}_{mm}(n) + \underline{n}_{mimo}(n)$. Para un canal de MIMO dispersor del tiempo, la auto-guía con múltiples vectores de guía independientes de la frecuencia en la matriz $\underline{V}_{mm}$ no diagonaliza el canal. De tal modo, cuando se usan múltiples canales espaciales para la transmisión de datos usando auto-guía independiente de la frecuencia, en general, habrá diafonía entre los múltiples flujos de símbolos, así como interferencia entre símbolos en el receptor.

10 El receptor puede realizar el filtrado correlacionado de los flujos $\underline{y}_{mm}(n)$ de símbolos recibidos, ya sea en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia. El filtrado correlacionado del dominio del tiempo puede ser expresado como:

$$\tilde{\underline{s}}_{mm}(n) = \underline{V}_{mm}^H \underline{H}^H(L-n) \otimes \underline{y}_{mm}(n), \quad \text{Ec. (29)}$$

donde $\tilde{\underline{s}}_{mm}(n)$ indica N_S flujos de símbolos detectados. El filtro correlacionado del receptor es

$\underline{M}_{mm}(n) = \underline{V}_{mm}^H \underline{H}^H(L-n)$, para $n = 0, 1, \dots, L$, que incluye N_R filtros correlacionados individuales para las N_R antenas de recepción. El filtro correlacionado $\underline{m}_{mm,i}(n)$ para cada antena de recepción tiene una respuesta de impulso

15 de $\underline{m}_{mm,i}(n) = \underline{V}_{mm,i}^H \underline{h}_i^H(L-n)$, para $n = 0, 1, \dots, L$. La salida del filtro correlacionado para cada antena de recepción incluye N_S sub-flujos de símbolos filtrados correspondientes a los N_S vectores de guía (es decir, N_S columnas de $\underline{V}_{mm}$). Los N_R sub-flujos de símbolos filtrados provenientes de los N_R filtros correlacionados para cada vector guía son combinados para obtener el flujo $\tilde{s}_\lambda(n)$ de símbolos detectados para ese vector guía. N_S flujos $\tilde{\underline{s}}_{mm}(n)$ de símbolos detectados son obtenidos para los N_S símbolos $\underline{s}_{mm}(n)$ de datos enviados por el transmisor.

20 El filtrado correlacionado del dominio de la frecuencia puede ser expresado como:

$$\tilde{\underline{s}}_{mm}(k) = \underline{V}_{mm}^H \underline{H}^H(k) \underline{y}_{mm}(k), \quad \text{para } k = 1, 2, \dots, N_F, \quad \text{Ec. (30)}$$

donde $\underline{y}_{mm}(k)$ es el sub-flujo de símbolos recibidos para la sub-banda k , que se obtiene realizando una FFT de cada conjunto de N_F símbolos en el flujo $\underline{y}_{mm}(n)$ de símbolos recibidos. El filtro correlacionado del receptor es

$\underline{M}_{mm}(k) = \underline{V}_{mm}^H \underline{H}^H(k)$, para $k = 1, 2, \dots, N_F$, que incluye N_R filtros correlacionados individuales para las N_R antenas de recepción. El filtro correlacionado $\underline{m}_{mm,i}(k)$ para cada antena de recepción tiene una respuesta de

25 $\underline{m}_{mm,i}(k) = \underline{V}_{mm,i}^H \underline{h}_i^H(k)$, para $k = 1, 2, \dots, N_F$. Para cada sub-banda k , la salida del filtro correlacionado para cada antena de recepción incluye N_S sub-flujos de símbolos filtrados correspondientes a los N_S vectores de guía de transmisión. Para cada sub-banda k , los N_R sub-flujos de símbolos filtrados provenientes de los N_R filtros correlacionados para cada vector de guía son combinados para obtener el sub-flujo $\tilde{s}_\lambda(k)$ de símbolos detectados para ese vector de guía. Los N_F sub-flujos de símbolos detectados para las N_F sub-bandas para cada vector de guía son

30 luego multiplexados para obtener el flujo $\tilde{s}_\lambda(n)$ de símbolos detectados para el flujo $s_\lambda(n)$ de símbolos de datos enviado con ese vector guía. N_S flujos $\tilde{\underline{s}}_{mm}(n)$ de símbolos detectados son obtenidos para N_S flujos $\underline{s}_{mm}(n)$ de símbolos de datos enviados por el transmisor.

Como se ha indicado anteriormente, si múltiples flujos de símbolos de datos son transmitidos simultáneamente, entonces hay diafonía entre estos flujos de símbolos de datos en el receptor para un canal de MIMO dispersor del tiempo. Un ecualizador de espacio y tiempo, o "conjunto", puede ser usado para mitigar la diafonía y la interferencia entre símbolos debida a la dispersión del tiempo en el canal de MIMO. El ecualizador de espacio-tiempo puede ser un ecualizador lineal de mínimos errores cuadrados medios (MMSE-LB), un ecualizador de retro-alimentación de decisiones (DFE), un estimador de secuencias de máxima probabilidad (MLSE) o algún otro tipo de ecualizador. El ecualizador de espacio y tiempo puede ser diseñado para operar sobre los N_S flujos $\tilde{\underline{s}}_{mm}(n)$ de símbolos detectados en

40 ambos dominios del tiempo y del espacio, para obtener N_S flujos $\hat{\underline{s}}_{mm}(n)$ de símbolos recuperados, que son estimaciones mejoradas de los flujos $\underline{s}_{mm}(n)$ de símbolos de datos enviados por el transmisor. Diseños ejemplares del MMSE-LE, el DFE y el MLSE son descritos en la Solicitud de Patente Estadounidense adjudicada en común con N° de Serie 09 / 993.087, titulada "Sistema de comunicación de entradas múltiples y salidas múltiples (MIMO) de acceso

múltiple", presentada el 6 de noviembre de 2001.

El ecualizador de espacio y tiempo también puede implementar una técnica de procesamiento del receptor, de ecualización sucesiva y cancelación de interferencia, que recupera sucesivamente un flujo de símbolos de datos a la vez. Según es recuperado cada flujo de símbolos de datos, la interferencia que produce a los restantes flujos de símbolos de datos, no recuperados aún, es estimada y cancelada en los flujos de símbolos detectados, para obtener flujos de símbolos "modificados". Los flujos de símbolos modificados son luego procesados para recuperar el siguiente flujo de símbolos de datos. El proceso se repite hasta que sean recuperados todos los N_s flujos de símbolos de datos. Eliminando la interferencia debida a cada flujo de símbolos de datos recuperados, los flujos de símbolos de datos no aún recuperados experimentan menos interferencia y pueden lograr valores más altos de la SNR. La técnica de procesamiento del receptor, de ecualización sucesiva y cancelación de interferencia, también está descrita en la precitada Solicitud de Patente Estadounidense con N° de Serie 09 / 993.087.

La capacidad C_{mimo}^{mm} del canal de MIME con auto-guía de multi-modalidad puede ser expresada como:

$$C_{mimo}^{mm} = \sum_{k=1}^{N_f} \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{\rho}{N_s} \cdot \mathbf{V}_{mm}^H \mathbf{R}(k) \mathbf{V}_{mm} \right|, \quad \text{Ec. (31)}$$

donde $|\mathbf{M}|$ indica el determinante de $\mathbf{M}$. Una matriz $\tilde{\mathbf{R}}(k)$ de correlación puede ser definida como $\tilde{\mathbf{R}}(k) = \mathbf{V}_{mm}^H \mathbf{R}(k) \mathbf{V}_{mm}$. Los auto-valores de $\mathbf{R}(k)$ pueden ser calculados e indicados como $\tilde{\lambda}_\lambda(k)$, para $\lambda = 1, 2, \dots$,

N_F . La capacidad C_{mimo}^{mm} del canal de MIMO con la auto-guía de multi-modalidad puede luego ser expresada como

$$C_{mimo}^{mm} = \sum_{k=1}^{N_f} \sum_{\lambda=1}^{N_t} \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_s} \cdot \tilde{\lambda}_\lambda(k) \right). \quad \text{Ec. (32)}$$

C. Auto-guía del trayecto principal

Para la auto-guía del trayecto principal, un flujo de símbolos de datos es transmitido por el principal canal espacial para el principal trayecto de propagación del canal de MIMO, usando un único vector $\mathbf{v}_{mp}$ de guía independiente de la frecuencia. Como se ha indicado anteriormente, un canal de MIMO dispersor del tiempo puede ser caracterizado por $L + 1$ matrices $\mathbf{H}(n)$ de respuesta de impulso de canal, para $n = 0, 1, \dots, L$. En una realización, el trayecto principal está definido como el trayecto de propagación con la mayor energía recibida. La energía $E(n)$ de cada matriz $\mathbf{H}(n)$ de respuesta de impulso de canal, para $n = 0, 1, \dots, L$, puede ser calculada de la siguiente manera:

$$E(n) = \|\mathbf{H}(n)\|^2 = \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^{N_t} |h_{i,j}(n)|^2, \quad \text{para } n = 0, 1, \dots, L. \quad \text{Ec. (33)}$$

La energía $E(n)$ también es (1) la traza de la matriz de correlación $\mathbf{R}(n) = \mathbf{H}^H(n) \mathbf{H}(n)$ y (2) el cuadrado de la norma de Frobenius de la matriz $\mathbf{H}(n)$ de respuesta de impulso de canal. La mayor energía, E_{max} , para todos los $L + 1$ retardos temporales se determina luego como:

$$E_{max} = \max_{n=0..L} \{E(n)\}. \quad \text{Ec. (34)}$$

El retardo n_{mp} del trayecto principal es igual al retardo temporal de la matriz de respuesta de impulso de canal con la mayor energía E_{max} . La matriz $\mathbf{H}_{mp}$ de respuesta de canal para el trayecto principal es entonces $\mathbf{H}_{mp} = \mathbf{H}(n_{mp})$.

Una matriz de correlación $\mathbf{R}_{mp}$ de $\mathbf{H}_{mp}$ se calcula como $\mathbf{R}_{mp} = \mathbf{H}_{mp}^H \mathbf{H}_{mp}$. La descomposición en auto-valores de la matriz de correlación $\mathbf{R}_{mp}$ puede ser expresada como:

$$\mathbf{R}_{mp} = \mathbf{V}_{mp} \mathbf{\Lambda}_{mp} \mathbf{V}_{mp}^H, \quad \text{Ec. (35)}$$

donde $\mathbf{V}_{mp}$ es una matriz unitaria de auto-vectores de $\mathbf{R}_{mp}$ y $\mathbf{\Lambda}_{mp}$ es una matriz diagonal de auto-valores de $\mathbf{R}_{mp}$.

La matriz $\mathbf{R}_{mp}$ es de rango N_S y la matriz diagonal $\mathbf{\Delta}_{mp}$ contiene N_S valores reales no negativos a lo largo de la diagonal. El vector $\mathbf{v}_{mp}$ de guía independiente de la frecuencia, a usar para la auto-guía, es el auto-vector principal de $\mathbf{R}_{mp}$, que es la columna de $\mathbf{v}_{mp}$ que corresponde al mayor auto-valor de $\mathbf{R}_{mp}$.

El transmisor realiza la auto-guía sobre el flujo $s(n)$ de símbolos de datos con el vector $\mathbf{v}_{mp}$ de guía, para obtener N_T flujos $\mathbf{x}_{mp}(n)$ de símbolos de transmisión, de la siguiente manera:

$$\mathbf{x}_{mp}(n) = s(n) \cdot \mathbf{v}_{mp} \quad \text{Ec. (36)}$$

El procesamiento espacial mostrado en la ecuación (36) guía la potencia de transmisión en la dirección del canal espacial principal para el trayecto de propagación más potente.

El receptor puede realizar el filtrado correlacionado de los flujos $\mathbf{y}_{mp}(n)$ de símbolos recibidos, que es $\mathbf{y}_{mp}(n) = \mathbf{H}(n) \otimes \mathbf{x}_{mp}(n) + \mathbf{n}_{mimo}(n)$, ya sea en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia. El filtrado correlacionado del dominio del tiempo puede ser expresado como:

$$\tilde{\mathbf{z}}_{mp}(n) = \mathbf{v}_{mp}^H \mathbf{H}^H(L-n) \otimes \mathbf{y}_{mp}(n) \quad , \text{ para } n = 0, 1, \dots, L. \quad \text{Ec. (37)}$$

El flujo $\tilde{\mathbf{z}}_{mp}(n)$ de símbolos detectados puede ser pos-procesado (p. ej., ecualizado) para obtener el flujo $\hat{\mathbf{s}}_{mp}(n)$ de símbolos recuperados.

El filtrado correlacionado del dominio de la frecuencia puede ser expresado como:

$$\hat{\mathbf{s}}_{mp}(k) = \mathbf{v}_{mp}^H \mathbf{H}^H(k) \mathbf{y}_{mp}(k) \quad , \text{ para } k = 1, 2, \dots, N_F. \quad \text{Ec. (38)}$$

Los N_F sub-flujos $\hat{\mathbf{s}}_{mp}(k)$ de símbolos recuperados, para $k = 1, 2, \dots, N_F$, para las N_F sub-bandas, pueden ser multiplexados para obtener el flujo $\hat{\mathbf{s}}_{mp}(n)$ de símbolos recuperados.

En general, el procesamiento del receptor para la auto-guía del trayecto principal puede ser realizado de manera similar a la descrita anteriormente para la auto-guía de la modalidad principal. Sin embargo, el filtrado correlacionado se realiza en base al vector $\mathbf{v}_{mp}$ de guía para el principal canal espacial del trayecto principal, en lugar del vector $\mathbf{v}_{pm}$ de guía para el principal canal espacial del canal de MIMO "promediado".

D. Auto-guía del receptor

Para la auto-guía del receptor, el canal de MIMO es visto como compuesto por N_R canales de MISO para N_R antenas de recepción. N_R vectores de guía independientes de la frecuencia pueden ser obtenidos para los N_R canales de MISO, de manera similar a la descrita anteriormente para el sistema de MISO.

Como se muestra en la ecuación (16), la matriz $\mathbf{H}(n)$ para el canal de MIMO está compuesta por N_R vectores $\mathbf{h}_i(n)$ de respuesta de impulso de canal, para $i = 1, 2, \dots, N_R$. Cada vector fila $\mathbf{h}_i(n)$ incluye la respuesta de impulso de canal entre las N_T antenas de transmisión y la antena i de recepción. Una matriz $\mathbf{R}_i$ de correlación, de dimensiones $N_T \times N_T$, puede ser calculada para cada antena de recepción, de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_i = \sum_{n=0}^L \mathbf{h}_i^H(n) \mathbf{h}_i(n) = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \mathbf{h}_i^H(k) \mathbf{h}_i(k) \quad , \text{ para } i = 1, 2, \dots, N_R. \quad \text{Ec. (39)}$$

La descomposición en auto-valores de la matriz $\mathbf{R}_i$ de correlación para cada antena de recepción puede ser realizada de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_i = \mathbf{V}_i \mathbf{\Lambda}_i \mathbf{V}_i^H \quad , \text{ para } i = 1, 2, \dots, N_R, \quad \text{Ec. (40)}$$

donde

$\underline{\mathbf{V}}_i$ es una matriz unitaria cuyas columnas son los auto-vectores de $\underline{\mathbf{R}}_i$ y

$\underline{\Delta}_i$ es una matriz diagonal cuyas entradas diagonales son los auto-valores de $\underline{\mathbf{R}}_i$.

- 5 Dado que cada $\underline{\mathbf{h}}_i(n)$ es un vector fila para una antena de recepción, la matriz de correlación $\underline{\mathbf{R}}_i$ tiene rango menor o igual que $\min \{(L + 1), N_T\}$. Para cada antena i de recepción, el vector $\underline{\mathbf{v}}_{rx,i}$ de guía independiente de la frecuencia que maximiza la SNR recibida para esa antena de recepción es la columna de $\underline{\mathbf{V}}_i$ que corresponde al máximo auto-valor no nulo de $\underline{\mathbf{R}}_i$. N_R vectores $\underline{\mathbf{v}}_{rx,i}$ de guía, para $i = 1, 2, \dots, N_R$, son obtenidos para las N_R antenas de recepción, y pueden ser representados por una matriz $\underline{\mathbf{V}}_{rx} = [\underline{\mathbf{v}}_{rx,1} \ \underline{\mathbf{v}}_{rx,2} \ \dots \ \underline{\mathbf{v}}_{rx,N_R}]$ de dimensiones $N_T \times N_R$.

- 10 Uno o más flujos de símbolos de datos pueden ser transmitidos con la auto-guía del receptor. Si se transmite un flujo $s(n)$ de símbolos de datos, entonces el transmisor realiza la auto-guía sobre este flujo de símbolos de datos, con cada uno de los N_R vectores de guía, para obtener N_T flujos $\underline{\mathbf{x}}_{rx}(n)$ de símbolos de transmisión, de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{x}}_{rx}(n) = s(n) \cdot \sum_{i=1}^{N_R} \underline{\mathbf{v}}_{rx,i} \quad \text{Ec. (41)}$$

- 15 Nuevamente, si se transmite un flujo de símbolos de datos, entonces el receptor puede realizar el filtrado correlacionado de los N_R flujos $\underline{\mathbf{y}}_{rx}(n)$ de símbolos recibidos, que es $\underline{\mathbf{y}}_{rx}(n) = \underline{\mathbf{H}}(n) \otimes \underline{\mathbf{x}}_{rx}(n) + \underline{\mathbf{n}}_{mimo}(n)$, ya sea en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia. Para la técnica del dominio del tiempo, el filtrado correlacionado es realizado primero para cada antena de recepción, de la siguiente manera:

$$\tilde{\mathbf{s}}_{rx,i}(n) = \underline{\mathbf{v}}_{rx,i}^H \underline{\mathbf{h}}_i^H(L-n) \otimes \underline{\mathbf{y}}_{rx,i}(n) \quad \text{Ec. (42)}$$

, para $i = 1, 2, \dots, N_R$,

donde $\tilde{\mathbf{s}}_{rx,i}(n)$ es el flujo de símbolos filtrados para la antena i de recepción. Los N_R flujos de símbolos filtrados para todas las N_R antenas de recepción son combinados luego para obtener el flujo $\tilde{\mathbf{s}}_{rx}(n)$ de símbolos detectados, según lo siguiente:

$$\tilde{\mathbf{s}}_{rx}(n) = \sum_{i=1}^{N_R} \tilde{\mathbf{s}}_{rx,i}(n) \quad \text{Ec. (43)}$$

- 20 El flujo $\tilde{\mathbf{s}}_{rx}(n)$ de símbolos detectados puede ser pos-procesado (p. ej., ecualizado) para obtener el flujo $\hat{\mathbf{s}}_{rx}(n)$ de símbolos recuperados, que es una estimación del flujo $s(n)$ de símbolos de datos transmitidos.

Para la técnica del dominio de la frecuencia, el filtrado correlacionado se realiza primero para cada sub-banda de cada antena de recepción, según lo siguiente:

$$\hat{\mathbf{s}}_{rx,i}(k) = \underline{\mathbf{v}}_{rx,i}^H \underline{\mathbf{h}}_i^H(k) \underline{\mathbf{y}}_{rx,i}(k) \quad \text{, para } i = 1, 2, \dots, N_R \text{ y } k = 1, 2, \dots, N_F, \quad \text{Ec. (44)}$$

- 25 donde $\hat{\mathbf{s}}_{rx,i}(k)$ es el sub-flujo de símbolos filtrados para la sub-banda k de la antena i de recepción. Los N_R sub-flujos de símbolos filtrados para todas las N_R antenas de recepción para la sub-banda k son combinados luego para obtener el sub-flujo $\hat{\mathbf{s}}_{rx}(k)$ de símbolos detectados para la sub-banda k , según lo siguiente:

$$\hat{\mathbf{s}}_{rx}(k) = \sum_{i=1}^{N_R} \hat{\mathbf{s}}_{rx,i}(k) \quad \text{, para } k = 1, 2, \dots, N_F. \quad \text{Ec. (45)}$$

Los N_F sub-flujos $\hat{\mathbf{s}}_{rx}(k)$ de símbolos detectados para todas las N_F sub-bandas pueden ser multiplexados entre sí para obtener el flujo $\hat{\mathbf{s}}_{rx}(n)$ de símbolos recuperados.

- 30 Si se transmiten múltiples (N_D) flujos de símbolos de datos, donde $N_S \geq N_D > 1$, entonces cada flujo de símbolos de datos puede ser guiado hacia un conjunto respectivo de una o más antenas de recepción. El transmisor realiza la auto-guía para cada flujo $s_\lambda(n)$ de símbolos de datos con un conjunto de N_λ vectores guía, para un conjunto de N_λ antenas

de recepción, hacia las cuales es guiado ese flujo de símbolos de datos, donde $N_\lambda \geq 1$. La auto-guía en el transmisor para cada flujo $s_\lambda(n)$ de símbolos de datos puede ser expresada como:

$$\underline{x}_{rx,\lambda}(n) = s_\lambda(n) \cdot \sum_{j=1}^{N_\lambda} \underline{v}_{rx,\lambda,j} \quad , \text{ para } \lambda = 1, 2, \dots, N_D, \quad \text{Ec. (46)}$$

donde

$\underline{x}_{rx,\lambda}(n)$ son los N_T sub-flujos de símbolos de transmisión para el flujo $s_\lambda(n)$ de símbolos de datos, y

5 $\underline{v}_{rx,\lambda,j}$, para $j = 1 \dots N_\lambda$, son los N_λ vectores de guía para el flujo $s_\lambda(n)$ de símbolos de datos.

Los N_D conjuntos de N_T sub-flujos de símbolos de transmisión para todos los N_D flujos de símbolos de datos son luego combinados para obtener los N_T flujos $\underline{x}_{rx}(n)$ de símbolos de transmisión, según lo siguiente:

$$\underline{x}_{rx}(n) = \sum_{\lambda=1}^{N_D} \underline{x}_{rx,\lambda}(n) \quad . \quad \text{Ec. (47)}$$

El receptor puede realizar el filtrado correlacionado del flujo $y_i(n)$ de símbolos recibidos para cada antena de recepción, ya sea en el dominio del tiempo, según se muestra en la ecuación (42), o en el dominio de la frecuencia, según se muestra en la ecuación (44). El receptor puede luego combinar los sub-flujos $\tilde{s}_{\lambda,j}(n)$ de símbolos filtrados, para $j = 1 \dots N_\lambda$, provenientes de todas las antenas de recepción usadas para cada flujo $s_\lambda(n)$ de símbolos de datos, para obtener el flujo $\tilde{s}_\lambda(n)$ de símbolos detectados para ese flujo de símbolos de datos. Un ecualizador de espacio y tiempo puede ser usado para ecualizar los N_D flujos $\tilde{s}_{rx}(n)$ de símbolos detectados, para obtener N_D flujos $\hat{s}_{rx}(n)$ de símbolos recuperados.

La auto-guía independiente de la frecuencia también puede ser usada para un sistema de MIMO-OFDM. El transmisor puede realizar la auto-guía en el dominio del tiempo, según se muestra en las ecuaciones (20), (28), (36) y (41), donde $s(n)$ y $\underline{s}(n)$ indican una o más secuencias de segmentos del dominio del tiempo para símbolos de OFDM generados para el flujo, o los flujos, de datos por modulación de OFDM. El transmisor también puede realizar la auto-guía en el dominio de la frecuencia sobre los símbolos de datos para cada sub-banda, antes de la modulación de OFDM, para generar símbolos de OFDM. El receptor puede realizar el filtrado correlacionado en el dominio del tiempo, según se muestra en las ecuaciones (22), (29), (37), (42) y (43). El receptor también puede realizar el filtrado correlacionado en el dominio de la frecuencia, según se muestra en las ecuaciones (23), (30), (38), (44) y (45).

3. Sistema de MISO

La **FIG. 1** muestra un diagrama de bloques de un transmisor 110 y un receptor 150 en un sistema 100 de MISO. En el transmisor 110, un procesador 120 de datos de transmisión (TX) recibe un flujo $d(n)$ de datos desde un origen 112 de datos, procesa (p. ej., codifica, intercala y modula) el flujo de datos de acuerdo a una modalidad de transmisión seleccionada y proporciona un flujo $s(n)$ de símbolos de datos. La modalidad de transmisión seleccionada puede estar asociada a una velocidad específica de datos, un esquema específico de codificación y un esquema específico de modulación a usar para el flujo de datos, que están respectivamente indicados por los controles de velocidad de datos, codificación y modulación proporcionados por un controlador 140.

Un procesador espacial 130 de TX recibe el flujo $s(n)$ de símbolos de datos y puede realizar procesamiento de banda ancha, tal como el ensanchamiento espectral o la modulación de múltiples portadoras, según se describe más adelante. El procesador espacial 130 de TX realiza además la auto-guía en base al vector $\underline{v}_{miso}$ de guía independiente de la frecuencia (que también es denominado un vector de guía de TX) proporcionado por el controlador 140. El procesador espacial 130 de TX también multiplexa las señales piloto con los datos y proporciona N_T flujos $\underline{c}_{miso}(n)$ de segmentos de transmisión para las N_T antenas de transmisión. El procesamiento por el procesador 120 de datos de TX y el procesador espacial 130 de TX se describe en más detalle más adelante.

Una unidad transmisora (TMTR) 132 recibe y acondiciona (p. ej., convierte a analógico, aumenta la frecuencia, filtra y amplifica) los N_T flujos de segmentos de transmisión para obtener N_T señales moduladas. Cada señal modulada es luego transmitida desde una respectiva antena de transmisión (no mostrada en la FIG. 1), y mediante el canal de MISO, al receptor 150. El canal de MISO distorsiona las señales transmitidas con una respuesta $h(n)$ de impulso de canal y degrada adicionalmente las señales transmitidas con ruido Gaussiano blanco aditivo y, posiblemente, interferencia desde otras fuentes de transmisión.

En el receptor 150, las N_T señales transmitidas son recibidas por una única antena de recepción (no mostrada en la FIG. 1), y la señal recibida es proporcionada a una unidad receptora (RCVR) 154. La unidad receptora 154 acondiciona y digitaliza la señal recibida para obtener un flujo de muestras para los datos y señales piloto transmitidos. La unidad receptora 154 proporciona un flujo $y_{miso}(n)$ de símbolos recibidos (para los datos) a un procesador espacial 160 de recepción (RX) y los símbolos piloto recibidos (para la señal piloto) a un estimador 172 de canal. El procesador espacial 160 de RX realiza el filtrado correlacionado del flujo $y_{miso}(n)$ de símbolos recibidos con un filtro correlacionado y proporciona un flujo $\hat{s}_{miso}(n)$ de símbolos recuperados, que es una estimación del flujo $s(n)$ de símbolos de datos enviado por el transmisor 110. Un procesador 170 de datos de RX procesa luego (p. ej., demodula, desintercala y descodifica) el flujo de símbolos recuperados de acuerdo a la modalidad de transmisión seleccionada, para obtener un flujo $\hat{d}(n)$ de datos descodificados, que es una estimación del flujo $d(n)$ de datos enviados por el transmisor 110. El procesador 170 de datos de RX puede además proporcionar el estado de cada paquete de datos recibidos.

El estimador 172 de canal procesa los símbolos piloto recibidos para obtener la ganancia de canal y las estimaciones de la SNR para el canal de MISO. Una unidad 174 de cálculo matricial procesa luego las estimaciones de ganancia de canal para obtener el vector $\mathbf{v}_{miso}$ de guía independiente de la frecuencia, para el procesador espacial 130 de TX, y el filtro correlacionado para el procesador espacial 160 de RX. Un selector 176 de modalidad de transmisión recibe las estimaciones de SNR desde el estimador 172 de canal, y el estado de paquetes desde el procesador 170 de datos de RX, determina una modalidad de transmisión adecuada para el flujo de datos y proporciona la modalidad de transmisión seleccionada a un controlador 180.

El controlador 180 recibe el vector $\mathbf{v}_{miso}$ de guía desde la unidad 174 de cálculo y la modalidad de transmisión seleccionada desde el selector 176 de modalidad de transmisión, y ensambla la información de retro-alimentación para el transmisor 110. La información de retro-alimentación es enviada al transmisor 110 y usada para ajustar el procesamiento del flujo $d(n)$ de datos enviado al receptor 150. Por ejemplo, el transmisor 110 puede usar la información de retro-alimentación para ajustar la velocidad de datos, el esquema de codificación, el esquema de modulación, la auto-guía, o cualquier combinación de los mismos, para el flujo de datos enviado al receptor 150.

Los controladores 140 y 180 dirigen el funcionamiento en el transmisor 110 y el receptor 150, respectivamente. Las unidades 142 y 182 de memoria proporcionan almacenamiento para códigos de programa y datos usados por los controladores 140 y 180, respectivamente. Las unidades 142 y 182 de memoria pueden ser internas a los controladores 140 y 180, según se muestra en la FIG. 1, o externas a estos controladores.

La **FIG. 2** muestra un diagrama de bloques de una realización del procesador 120 de datos de TX en la FIG. 1. Dentro del procesador 120 de datos de TX, un codificador 212 recibe y codifica el flujo $d(n)$ de datos en base a un esquema de codificación indicado por el control de codificación, y proporciona bits de código. El flujo de datos puede llevar uno o más paquetes de datos, y cada paquete de datos está habitualmente codificado por separado, para obtener un paquete de datos codificados. La codificación aumenta la fiabilidad de la transmisión de datos. El esquema de codificación puede incluir la codificación de controles de redundancia cíclica (CRC), la codificación convolutiva, la turbo-codificación, la codificación en bloque, etc., o una combinación de los mismos. Un intercalador 214 de canal intercala los bits de código en base a un esquema de intercalación, que puede ser indicado por un control de intercalación si la intercalación depende de la modalidad de transmisión. La intercalación proporciona diversidad de tiempo, de frecuencia y / o espacial para los bits de código.

Una unidad 216 de correlación de símbolos correlaciona los bits intercalados en base a un esquema de modulación indicado por el control de modulación, y proporciona un flujo de símbolos de modulación (o sencillamente, "símbolos de datos"). La unidad 216 agrupa cada conjunto de B bits intercalados para formar un valor binario de B bits, donde $B \geq 1$, y correlaciona además cada valor de B bits con un símbolo específico de modulación en base al esquema de modulación (p. ej., QPSK, M-PSK o M-QAM, donde $M = 2^B$). Cada símbolo de modulación es un valor complejo en una constelación de señales definida por el esquema de modulación.

La **FIG. 3A** muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial 130a de TX, que es una realización del procesador espacial 130 de TX en la FIG. 1. El procesador espacial 130a de TX incluye una unidad 330 de auto-guía, un procesador 340 de señales piloto y un multiplexor (MUX) 350.

La unidad 330 de auto-guía incluye N_T multiplicadores 332a a 332t, un multiplicador 332 para cada una de las N_T antenas de transmisión. Cada multiplicador 332 recibe el flujo $s(n)$ de símbolos de datos y un respectivo elemento $v_{miso,j}$ del vector $\mathbf{v}_{miso}$ de guía de TX, multiplica cada símbolo de datos por el elemento $v_{miso,j}$ y proporciona un flujo de símbolos de transmisión. Los multiplicadores 332a a 332t realizan la auto-guía independiente de la frecuencia, según se muestra en la ecuación (5).

El procesador 340 de señales piloto de TX incluye N_T multiplicadores 342a a 342t, un multiplicador 342 para cada una de las N_T antenas de transmisión. Cada multiplicador 342 recibe el símbolo piloto y una única secuencia ortogonal w_j asignada a su antena de transmisión, multiplica el símbolo piloto por la secuencia ortogonal w_j y proporciona una

secuencia de símbolos piloto cubiertos. Los multiplicadores 342a a 342t generan N_T señales piloto ortogonales para las N_T antenas de transmisión, que pueden ser usadas para la estimación de canal por el receptor 150.

El multiplexor 350 incluye N_T multiplexores 352a a 352t, un multiplexor 352 para cada una de las N_T antenas de transmisión. Cada multiplexor 352 recibe y multiplexa los símbolos de transmisión, provenientes de un multiplicador 332 asociado, con los símbolos piloto cubiertos provenientes de un multiplicador asociado 342, y proporciona un respectivo flujo de segmentos $c_j(n)$ de transmisión. La señal piloto puede ser multiplexada con los datos usando el multiplexado por división del tiempo (TDM), según se muestra en la FIG. 3A, el multiplexado por división de código (CDM), el multiplexado de sub-bandas o algún otro esquema de multiplexado. En cualquier caso, los multiplexores 352a a 352t proporcionan N_T flujos $c_j(n)$ de segmentos de transmisión, para $j = 1, 2, \dots, N_T$, para las N_T antenas de transmisión.

La unidad transmisora 132 incluye N_T transmisores 362a a 362t, un transmisor 362 para cada una de las N_T antenas de transmisión. Cada transmisor 362 recibe y acondiciona un respectivo flujo de segmentos de transmisión, para generar una señal modulada, que es luego transmitida desde una antena 134 asociada.

La **FIG. 3B** muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial 130b de TX, que es otra realización del procesador espacial 130 de TX en la FIG. 1. El procesador espacial 130b de TX realiza el ensanchamiento espectral en el dominio del tiempo e incluye un ensanchador 310, la unidad 330 de auto-guía, el procesador 340 de señales piloto de TX y el multiplexor 350.

Dentro del procesador espacial 130b de TX, el ensanchador 310 recibe y ensancha espectralmente el flujo $s(n)$ de símbolos de datos con una secuencia de números pseudo-aleatorios (PN) y proporciona un flujo de símbolos de datos ensanchados. El ensanchamiento es especialmente aplicable para un flujo de símbolos de datos de baja velocidad, para ensanchar espectralmente los datos sobre todo el ancho de banda del sistema. El ensanchamiento puede ser realizado de manera similar a la de un sistema de CDMA, que es bien conocido en la técnica. La auto-guía se realiza luego sobre el flujo de símbolos de datos ensanchados (en lugar del flujo de símbolos de datos), según lo descrito anteriormente para la FIG. 3A, para obtener N_T flujos de segmentos de transmisión para las N_T antenas de transmisión.

La **FIG. 3C** muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial 130c de TX, que es otra realización más del procesador espacial 130 de TX en la FIG. 1. El procesador espacial 130c de TX realiza la modulación de OFDM e incluye un modulador 320 de OFDM, la unidad 330 de auto-guía, el procesador 340 de señales piloto de TX y el multiplexor 350.

Dentro del procesador espacial 130c de TX, un modulador 320 de OFDM recibe y realiza la modulación de OFDM sobre el flujo $s(n)$ de símbolos de datos. El OFDM divide efectivamente el ancho global de banda del sistema en múltiples (N_F) sub-bandas ortogonales, que también son usualmente denominadas tonos, contenedores y sub-canales de frecuencia. Con el OFDM, cada sub-banda está asociada a una respectiva portadora que puede ser modulada con datos. Para cada periodo de símbolos de OFDM, puede transmitirse un símbolo de datos o piloto por cada sub-banda usada para la transmisión, y se proporciona un valor de señal de cero para cada sub-banda no usada. Dentro del modulador 320 de OFDM, una unidad de transformación rápida inversa de Fourier (IFFT) recibe un conjunto de símbolos de datos, o piloto, y ceros para las N_F sub-bandas, para cada periodo de símbolos de OFDM, transforma el conjunto de símbolos de datos, o piloto, y los ceros hacia el dominio del tiempo, usando una transformación rápida inversa de Fourier, y proporciona un símbolo transformado que contiene N_F segmentos del dominio del tiempo. Un generador de prefijo cíclico repite luego una parte de cada símbolo transformado para obtener un símbolo de OFDM que contiene $N_F + N_{cp}$ segmentos, donde N_{cp} es el número de segmentos repetidos. El prefijo cíclico es usado para combatir el desvanecimiento selectivo de la frecuencia producido por la dispersión temporal en el canal. El modulador 320 de OFDM proporciona un flujo de segmentos de datos para un flujo de símbolos de OFDM.

La auto-guía es realizada luego sobre el flujo de segmentos de datos (en lugar del flujo de símbolos de datos), según lo descrito anteriormente para la FIG. 3A, para obtener N_T flujos de segmentos de transmisión para las N_T antenas de transmisión. Alternativamente, el flujo de símbolos de datos puede ser demultiplexado en N_S sub-flujos de símbolos de datos, y la auto-guía puede ser realizada sobre cada sub-flujo de símbolos de datos. En este caso, se usa el mismo vector $\underline{v}_{miso}$ de guía para todas las sub-bandas. La modulación de OFDM puede ser realizada luego sobre la salida de la auto-guía para todas las sub-bandas de cada antena de transmisión, para obtener el flujo de segmentos de transmisión para esa antena de transmisión. En general, la auto-guía puede ser realizada tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia.

Sin embargo, la auto-guía en el dominio del tiempo puede requerir menos multiplicaciones y puede por tanto ser más sencilla de implementar.

La **FIG. 4A** muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial 160a de RX, que es una realización del procesador espacial 160 de RX en la FIG. 1, y puede ser usado conjuntamente con el procesador espacial 130a de TX en la FIG. 3A. Una antena 152 recibe las N_T señales transmitidas desde el transmisor 110 y proporciona la señal

recibida. La unidad receptora 154 acondiciona, digitaliza y pre-procesa la señal recibida, y proporciona el flujo $y_{miso}(n)$ de símbolos recibidos. El pre-procesamiento puede incluir el filtrado, el re-muestreo, la conversión de la tasa de muestreo, etc.

Dentro del procesador espacial 160a de RX, un filtro correlacionado 410 realiza el filtrado correlacionado del flujo

- 5 $y_{miso}(n)$ de símbolos recibidos, con el filtro correlacionado $\mathbf{m}_{miso}(n) = \mathbf{v}_{miso}^H \mathbf{h}^H (L - n)$, según se muestra en la ecuación (7), y proporciona el flujo $\tilde{s}_{miso}(n)$ de símbolos detectados. Un ecualizador 412 realiza luego la ecualización sobre el flujo de símbolos detectados y proporciona el flujo $\hat{s}_{miso}(n)$ de símbolos recuperados. El ecualizador 412 puede implementar un ecualizador de MMSE, un ecualizador de retro-alimentación de decisiones, un estimador de secuencias de máxima probabilidad o algún otro tipo de ecualizador, todos los cuales son conocidos en la técnica. La ecualización intenta mitigar la interferencia entre símbolos debida a la selectividad de frecuencia en el canal de MISO. El filtrado correlacionado y la ecualización pueden estar integradas entre sí (p. ej., el filtro correlacionado 410 puede estar integrado en el ecualizador 412).

La **FIG. 4B** muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial 160b de RX, que es otra realización del procesador espacial 160 de RX en la FIG. 1. El procesador espacial 160b de RX realiza el desensanchamiento espectral en el dominio del tiempo y puede ser usado conjuntamente con el procesador espacial 130b de TX en la FIG. 3B. Dentro del procesador espacial 160b de RX, el filtro correlacionado 410 realiza el filtrado correlacionado del flujo

- 15 $y_{miso}(n)$ de símbolos recibidos, con el filtro correlacionado $\mathbf{m}_{miso}(n) = \mathbf{v}_{miso}^H \mathbf{h}^H (L - n)$ y proporciona el flujo $\tilde{s}_{miso}(n)$ de símbolos detectados. Un desensanchador 412 desensancha luego el flujo de símbolos detectados con (el conjugado complejo de) la secuencia de PN usada por el transmisor 110 y proporciona el flujo $\hat{s}_{miso}(n)$ de símbolos recuperados. El desensanchamiento puede ser realizado con un receptor de rastrillo, de manera similar a la de un sistema de CDMA, que es conocido en la técnica.

La **FIG. 4C** muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial 160c de RX, que es otra realización más del procesador espacial 160 de RX en la FIG. 1. El procesador espacial 160c de RX realiza la demodulación de OFDM y puede ser usado conjuntamente con el procesador espacial 130c de TX en la FIG. 3C. El procesador espacial 160c de RX incluye un demodulador 420 de OFDM, N_F filtros correlacionados 430a a 430f para las N_F sub-bandas y un multiplexor 432.

- 25 Dentro del procesador espacial 160c de RX, el demodulador 420 de OFDM realiza la demodulación de OFDM sobre el flujo $y_{miso}(n)$ de símbolos recibidos. El demodulador 420 de OFDM elimina primero el prefijo cíclico en cada símbolo de OFDM recibido, para obtener un símbolo transformado recibido. El demodulador 420 de OFDM transforma luego cada símbolo transformado recibido hacia el dominio de la frecuencia, usando una transformación rápida de Fourier (FFT) para obtener un conjunto de N_F símbolos recibidos para las N_F sub-bandas. El demodulador 420 de OFDM proporciona N_F sub-flujos $y_{miso}(k)$ de símbolos recibidos, para $k = 1, 2, \dots, N_F$, para las N_F sub-bandas, a los N_F filtros correlacionados 430a a 430f. Cada filtro correlacionado 430 realiza el filtrado correlacionado de su sub-flujo $y_{miso}(k)$ de

- 30 símbolos recibidos, con su filtro correlacionado $\mathbf{m}_{miso}(k) = \mathbf{v}_{miso}^H \mathbf{h}^H (k)$, que es un escalar de valor complejo, y proporciona un sub-flujo $\tilde{s}_{miso}(k)$ de símbolos detectados. El multiplexor 432 recibe y multiplexa los N_F sub-flujos de símbolos detectados provenientes de todos los N_F filtros correlacionados 430a a 430f, y proporciona el flujo $\hat{s}_{miso}(n)$ de símbolos recuperados. Pueden ser usadas menos de N_F sub-bandas para la transmisión de datos. En este caso, los símbolos recibidos para las sub-bandas no usadas son descartados y el filtrado correlacionado no es realizado para las sub-bandas no usadas.

- 40 La **FIG. 5** muestra un diagrama de bloques de un receptor 150x, que es una realización del receptor 150 en la FIG. 1. El procesador espacial 160 de RX realiza el filtrado correlacionado y otro pre-procesamiento sobre el flujo $y_{miso}(n)$ de símbolos recibidos y proporciona el flujo $\hat{s}_{miso}(n)$ de símbolos recuperados al procesador 170 de datos de RX.

- 45 Dentro del procesador 170 de datos de RX, una unidad 512 de decorrelación de símbolos demodula los símbolos recuperados de acuerdo al esquema de modulación usado para el flujo de datos, según lo indicado por un control de demodulación proporcionado por el controlador 180. Un desintercalador 514 de canal desintercala luego los datos demodulados de una manera complementaria a la intercalación realizada en el transmisor 110. Si la intercalación depende de la modalidad de transmisión, entonces el controlador 180 proporciona un control de desintercalación al desintercalador 514 de canal. Un descodificador 516 descodifica luego los datos desintercalados de una manera complementaria a la codificación realizada en el transmisor 110, según lo indicado por un control de descodificación proporcionado por el controlador 180. Por ejemplo, un turbo-descodificador, o un descodificador de Viterbi, puede ser usado para el descodificador 516 si el transmisor 110 realiza, respectivamente, la turbo-codificación o la codificación

convolutiva. El descodificador 516 también puede proporcionar el estado de cada paquete de datos recibidos (p. ej., indicando si el paquete fue recibido correctamente o con errores).

El estimador 172 de canal obtiene símbolos piloto recibidos desde la unidad receptora 154, estima la respuesta del canal de MISO y el límite inferior del ruido en el receptor 150x, en base a los símbolos piloto recibidos, y proporciona la estimación $\hat{h}(n)$ de respuesta de impulso de canal y la estimación $\hat{\sigma}^2$ del límite inferior del ruido al controlador 180. El controlador 180 realiza diversas funciones referidas a la auto-guía, el filtrado correlacionado y el control de velocidad para la transmisión de datos. Por ejemplo, una unidad 522 de cálculo matricial dentro del controlador 180 realiza cálculos para obtener el vector $\mathbf{v}_{miso}$ de guía independiente de la frecuencia, para el transmisor 110, y el filtro correlacionado, para el receptor 150. La unidad 522 también puede estimar la SNR recibida del flujo de datos. Un selector 524 de modalidad de transmisión selecciona una modalidad de transmisión adecuada para el flujo $d(n)$ de datos en base a la SNR recibida. La unidad 182 de memoria puede almacenar una tabla de consulta (LUT) 526 para todas las modalidades de transmisión con soporte por parte del sistema de MISO, y sus SNR requeridas. El controlador 180 proporciona la modalidad de transmisión seleccionada para el flujo de datos, el vector de guía de TX, acuses de recibo (ACK) y / o acuses negativos de recibo (NAK), etc., como información de retro-alimentación para el transmisor 110.

4. Sistema de MIMO

Para un sistema de MIMO, están disponibles N_S canales espaciales para la transmisión de datos, donde $N_S \leq \min \{N_T, N_R\}$. Un flujo de datos puede ser transmitido por cada canal espacial. Cada flujo de datos puede ser procesado independientemente, de acuerdo a una modalidad de transmisión seleccionada para ese flujo de datos.

La FIG. 6 muestra un diagrama de bloques de un transmisor 610 y un receptor 650 en un sistema 600 de MIMO. En el transmisor 610, un procesador 620 de datos de TX recibe N_D flujos de datos, donde $N_S \geq N_D \geq 1$. El procesador 620 de datos de TX codifica, intercala y modula cada flujo de datos de acuerdo a su modalidad de transmisión seleccionada, y proporciona un correspondiente flujo de símbolos de datos. Un procesador espacial 630 de TX recibe N_D flujos de símbolos de datos desde el procesador 620 de datos de TX, realiza el procesamiento de banda ancha (si lo hubiera) y la auto-guía, en base a un conjunto de N_D o N_R vectores de guía de TX proporcionados por el controlador 640, multiplexa en señal piloto y proporciona N_T flujos de segmentos de transmisión para las N_T antenas de transmisión. El procesamiento por el procesador 620 de datos de TX y el procesador espacial 630 de TX se describe en mayor detalle más adelante. Una unidad transmisora 632 recibe y acondiciona los N_T flujos de segmentos de transmisión para obtener N_T señales moduladas, que son transmitidas desde N_T antenas de transmisión (no mostradas en la FIG. 6), y mediante el canal de MIMO, al receptor 650.

En el receptor 650, las N_T señales transmitidas son recibidas por cada una de las N_R antenas de recepción (no mostradas en la FIG. 6), y las N_R señales recibidas desde las N_R antenas de recepción son proporcionadas a una unidad receptora 654. La unidad receptora 654 acondiciona, digitaliza y pre-procesa cada señal recibida para obtener un correspondiente flujo de símbolos recibidos. La unidad receptora 654 proporciona N_R flujos de símbolos recibidos a un procesador espacial 660 de RX, y símbolos piloto recibidos a un estimador 672 de canal. El procesador espacial 660 de RX realiza el filtrado correlacionado de los N_R flujos de símbolos recibidos, con N_R filtros correlacionados, y proporciona N_D flujos de símbolos recuperados, que son estimaciones de los N_D flujos de símbolos de datos enviados por el transmisor 610. Un procesador 670 de datos de RX procesa luego (p. ej., demodula, desintercala y descodifica) cada flujo de símbolos recuperados, de acuerdo a su modalidad de transmisión, para obtener un flujo de datos descodificados, que es una estimación del flujo de datos enviado por el transmisor 610. El procesador 670 de datos de RX puede además proporcionar el estado de cada paquete de datos recibidos.

El estimador 672 de canal, la unidad 674 de cálculo matricial y el selector 676 de modalidad de transmisión realizan funciones similares a las del estimador 172 de canal, la unidad 174 de cálculo matricial y el selector 176 de modalidad de transmisión, respectivamente, en la FIG. 1, para determinar los N_D o N_R vectores de guía de TX para el transmisor 610, los N_R filtros correlacionados para el receptor 650 y las N_D modalidades de transmisión para los N_D flujos de datos. Un controlador 680 ensambla información de retro-alimentación para el transmisor 610, que puede incluir los N_D o N_R vectores de guía de TX y las N_D modalidades de transmisión.

Los controladores 640 y 680 dirigen el funcionamiento en el transmisor 610 y el receptor 650, respectivamente. Las unidades 642 y 682 de memoria proporcionan almacenamiento para códigos de programa y datos usados, respectivamente, por los controladores 640 y 680. Las unidades 642 y 682 de memoria pueden ser internas a los controladores 640 y 680, según se muestra en la FIG. 6, o externas a estos controladores.

Si $N_D = 1$, entonces la codificación, intercalación y modulación para el único flujo de datos pueden ser realizadas según se muestra en la FIG. 2. La auto-guía para el único flujo de datos puede ser realizada según se muestra en la FIG. 3A, 3B o 3C, según que el ensanchamiento espectral o la modulación de OFDM sean realizados o no sobre el flujo de datos. Sin embargo, la auto-guía es realizada con el vector $\mathbf{v}_{pm}$ de guía para la modalidad principal, o el vector $\mathbf{v}_{mp}$ para

el trayecto principal (en lugar del vector $\mathbf{v}_{\text{mis}} de guía$). El filtrado correlacionado del receptor puede ser realizado según se describe más adelante. Si $N_D > 1$, entonces el procesamiento de datos (p. ej., la codificación, la intercalación y la modulación) y la auto-guía pueden ser realizados según se describe más adelante.

La **FIG. 7** muestra un diagrama de bloques de una realización del procesador 620 de datos de TX en la FIG. 6. Para esta realización, el procesador 620 de datos de TX incluye un juego del codificador 712, el intercalador 714 de canal y la unidad 716 de correlación de símbolos para cada uno de los N_D flujos de datos. Cada juego de codificador, intercalador de canal y unidad de correlación de símbolos recibe y procesa un respectivo flujo $d_i(n)$ de datos, de manera similar a la descrita anteriormente para el procesador 120 de datos de TX en la FIG. 2, para obtener un correspondiente flujo $s_i(n)$ de símbolos de datos. La codificación, intercalación y modulación para cada flujo de datos son realizadas en base a los controles de codificación, intercalación y modulación proporcionados por el controlador 640, que son generados en base a la modalidad de transmisión seleccionada para ese flujo de datos.

La **FIG. 8A** muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial 630a de TX, que es una realización del procesador espacial 630 de TX en la FIG. 6, y puede ser usado para la auto-guía de multi-modalidad. Para esta realización, el procesador espacial 630a de TX incluye N_D unidades 830a a 830d de auto-guía para los N_D flujos de datos, un procesador 840 de señales piloto de TX, un combinador 850 y un multiplexor 860.

Para la auto-guía de multi-modalidad, cada unidad 830 de auto-guía recibe un respectivo flujo $s_i(n)$ de símbolos de datos y un respectivo vector $\mathbf{v}_i$ de guía independiente de la frecuencia en la matriz $\mathbf{V}_{mm}$. Cada unidad 830 de auto-guía realiza la auto-guía sobre su flujo de símbolos de datos, con su vector de guía, según lo descrito anteriormente para la FIG. 3A, y proporciona un respectivo conjunto de N_T sub-flujos $\underline{x}_i(n)$ de símbolos de transmisión para las N_T antenas de transmisión. Las unidades 830a a 830d de auto-guía proporcionan N_D conjuntos de sub-flujos de símbolos de transmisión para los N_D flujos de datos. El combinador 850 incluye N_T combinadores 852a a 852t, un combinador 852 para cada una de las N_T antenas de transmisión. Cada combinador 852 recibe y combina un respectivo conjunto de N_D sub-flujos de símbolos de transmisión provenientes de las unidades 830a a 830d de auto-guía, para su antena de transmisión, y proporciona un flujo de símbolos de transmisión. Los combinadores 852a a 852t proporcionan N_T flujos $\underline{x}_{mm}(n)$ de símbolos de transmisión para las N_T antenas de transmisión. Las unidades 830a a 830d de auto-guía y el combinador 850 realizan colectivamente la auto-guía mostrada en la ecuación (28).

Para la auto-guía del receptor, el procesador espacial 630a de TX incluiría N_R unidades 830 de auto-guía, una para cada una de las N_R antenas de recepción. Cada unidad 830 de auto-guía recibiría un respectivo vector $\mathbf{v}_{r,i}$ de guía independiente de la frecuencia en la matriz $\mathbf{V}_{rx}$. Si $N_D = 1$, entonces se proporciona el mismo flujo $s(n)$ de símbolos de datos a todas las N_R unidades de auto-guía, y es guiado con los N_R vectores de guía para obtener N_R conjuntos de N_T sub-flujos de símbolos de transmisión. Cada combinador 852 recibiría y combinaría luego un respectivo conjunto de N_R sub-flujos de símbolos de transmisión provenientes de las N_R unidades de auto-guía para su antena de transmisión, y proporciona un flujo de símbolos de transmisión. Si $N_D > 1$, entonces cada flujo de símbolos de datos puede ser proporcionado a una o más de las N_R unidades de auto-guía para dichas una o más antenas, hacia las cuales es guiado el flujo de símbolos de datos. La auto-guía es luego realizada de manera similar para obtener los N_T flujos $\underline{x}_{rx}(n)$ de símbolos de transmisión para las N_T antenas de transmisión.

El procesador 840 de símbolos piloto de TX recibe y cubre el símbolo piloto con N_T secuencias ortogonales, según lo descrito anteriormente para la FIG. 3A, y proporciona N_T secuencias de símbolos piloto cubiertos para las N_T antenas de transmisión. El multiplexor 860 incluye N_T multiplexores 862a a 862t, un multiplexor 862 para cada una de las N_T antenas de transmisión. Cada multiplexor 862 recibe y multiplexa los símbolos de transmisión provenientes de un combinador 852 asociado con los símbolos piloto cubiertos provenientes de un multiplicador 842 asociado, y proporciona un respectivo flujo de segmentos de transmisión. Los multiplexores 862a a 862t proporcionan N_T flujos $\underline{c}_{mimo}(n) = [c_1(n) \ c_2(n) \ \dots \ c_{N_T}(n)]^T$ de segmentos de transmisión para las N_T antenas de transmisión.

La **FIG. 8B** muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial 630b de TX, que es otra realización del procesador espacial 630 de TX en la FIG. 6. El procesador espacial 630b de TX realiza el ensanchamiento espectral en el dominio del tiempo e incluye N_D ensanchadores 810a a 810d para N_D flujos de datos, N_D unidades 830a a 830d de auto-guía, el procesador 840 de símbolos piloto de TX, el combinador 850 y el multiplexor 860. Cada ensanchador 830 recibe y ensancha espectralmente un respectivo flujo $s_i(n)$ de símbolos de datos con una secuencia de ensanchamiento de PN y proporciona un correspondiente flujo de símbolos de datos ensanchados. Las mismas, o distintas, secuencias de PN pueden ser usadas para los N_D flujos de símbolos de datos. Los ensanchadores 810a a 810d proporcionan N_D flujos de símbolos de datos ensanchados para los N_D flujos de símbolos de datos. La auto-guía se realiza luego sobre cada uno de los N_D flujos de símbolos de datos ensanchados (en lugar de los flujos de símbolos de datos), de manera similar a lo descrito anteriormente para las FIGs. 3A y 8A, para obtener N_T flujos de segmentos de transmisión para las N_T antenas de transmisión.

La **FIG. 8C** muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial 630c de TX, que es otra realización más del procesador espacial 630 de TX en la FIG. 6. El procesador espacial 630c de TX realiza la modulación de OFDM e

incluye N_D moduladores 820a a 820d de OFDM para N_D flujos de datos, N_D unidades 830a a 830d de auto-guía, el procesador 840 de símbolos piloto de TX, el combinador 850 y el multiplexor 860.

Cada modulador 820 de OFDM realiza la modulación de OFDM sobre un respectivo flujo $s_\lambda(n)$ de símbolos de datos, de manera similar a lo descrito anteriormente para la FIG. 3C, y proporciona un flujo de segmentos de datos. Los moduladores 820a a 820d de OFDM proporcionan N_D flujos de segmentos de datos para los N_D flujos de datos. La auto-guía se realiza luego sobre cada uno de los N_D flujos de segmentos de datos (en lugar del flujo de símbolos de datos), según lo descrito anteriormente para las FIGs. 3A y 8A, para obtener N_T flujos de segmentos de transmisión para las N_T antenas de transmisión. Alternativamente, la auto-guía puede ser realizada en el dominio de la frecuencia sobre el sub-flujo de símbolos de datos para cada sub-banda. En este caso, cada unidad de auto-guía usa el mismo vector $\underline{v}_\lambda$ de guía para todas las sub-bandas.

La FIG. 9A muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial 660a de RX, que puede ser usado para el caso en el cual se transmite un único flujo de datos (es decir, $N_D = 1$). Cada una de las N_R antenas 652a a 652r de recepción recibe las N_T señales transmitidas desde el transmisor 610 y proporciona una señal recibida a una unidad receptora 654 asociada. Cada unidad receptora 654 acondiciona, digitaliza y pre-procesa su señal recibida y proporciona un flujo $y_i(n)$ de símbolos recibidos.

El procesador espacial 660a de RX incluye N_R filtros correlacionados 910a a 910r para las N_R antenas de recepción, un combinador 912 y un ecualizador 914. Cada filtro correlacionado 910 realiza el filtrado correlacionado de su flujo $y_i(n)$

de símbolos recibidos con un filtro correlacionado $m_i(n) = \underline{v}_{mimo}^H \underline{f}_i^H (L - n)$ y proporciona un flujo de símbolos filtrados. El vector $\underline{v}_{mimo}$ es igual al vector $\underline{v}_{pm}$ de guía para la auto-guía de modalidad principal, el vector $\underline{v}_{mp}$ de guía para la auto-guía del trayecto principal o el vector $\underline{v}_{rx,i}$ de guía para la auto-guía del receptor. Para la auto-guía del receptor, cada filtro correlacionado 910 está asociado a un vector $\underline{v}_{rx,i}$ de guía distinto para su antena de recepción, que no se muestra en la FIG. 9A. El vector $\underline{f}_i(n)$ es la respuesta de impulso de canal entre las N_T antenas de transmisión y la antena i de recepción. El combinador 912 recibe y combina los N_R flujos de símbolos filtrados provenientes de los filtros correlacionados 910a a 910r y proporciona un flujo $\tilde{s}_{mimo}(n)$ de símbolos detectados.

El ecualizador 914 realiza la ecualización sobre el flujo de símbolos detectados y proporciona el flujo $\hat{s}_{mimo}(n)$ de símbolos recuperados. El ecualizador 914 puede implementar un ecualizador de MMSE, un ecualizador de retro-alimentación de decisiones, un estimador de secuencias de máxima probabilidad o algún otro tipo de ecualizador.

La FIG. 9B muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial 660b de RX, que también puede ser usado para el caso en el cual se transmite un único flujo de datos (es decir, $N_D = 1$). El procesador espacial 660b de RX realiza el desensanchamiento espectral en el dominio del tiempo y puede ser usado conjuntamente con el procesador espacial 630b de TX en la FIG. 8B.

El procesador espacial 660b de RX incluye N_R filtros correlacionados 910a a 910r para las N_R antenas de recepción, el combinador 912 y un desensanchador 916. Cada filtro correlacionado 910 realiza el filtrado correlacionado de un

respectivo flujo $y_i(n)$ de símbolos recibidos con su filtro correlacionado $m_i(n) = \underline{v}_{mimo}^H \underline{f}_i^H (L - n)$ y proporciona un flujo de símbolos filtrados. El combinador 912 recibe y combina los N_R flujos de símbolos filtrados y proporciona el flujo $\tilde{s}_{mimo}(n)$ de símbolos detectados. El desensanchador 916 desensancha luego el flujo de símbolos detectados con la secuencia de PN usada por el transmisor 610 y proporciona el flujo $\hat{s}_{mimo}(n)$ de símbolos recuperados.

La FIG. 9C muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial 660c de RX, que también puede ser usado para el caso en el cual se transmite un único flujo de datos (es decir, $N_D = 1$). El procesador espacial 660c de RX realiza la demodulación de OFDM y puede ser usado conjuntamente con el procesador espacial 630c de TX en la FIG. 8C.

El procesador espacial 660c de RX incluye N_R filtros correlacionados 920a a 920r de antena para las N_R antenas de recepción, N_F combinadores 932a a 932f para las N_F sub-bandas y un multiplexor 934. Cada filtro correlacionado 920 de antena realiza el filtrado correlacionado para una antena de recepción e incluye un demodulador 922 de OFDM y N_F filtros correlacionados 930a a 930f para las N_F sub-bandas.

Dentro de cada filtro correlacionado 920 de antena, el demodulador 922 de OFDM realiza la demodulación de OFDM sobre el flujo $y_i(n)$ de símbolos recibidos para la antena de recepción asociada y proporciona N_F sub-flujos $y_i(k)$ de símbolos recibidos, para $k = 1, 2, \dots, N_F$, para las N_F sub-bandas, a N_F filtros correlacionados 930a a 930f. Cada filtro correlacionado 930 realiza el filtrado correlacionado de su sub-flujo $y_i(k)$ de símbolos recibidos con su filtro

correlacionado $\mathbf{m}_i(k) = \mathbf{v}_{\text{mino}}^H \mathbf{h}_i^H(k)$ y proporciona un sub-flujo de símbolos filtrados. El vector $\mathbf{h}_i(k)$ es la respuesta de frecuencia de canal para la antena i de recepción para la sub-banda k . Los filtros correlacionados 930a a 930f para cada filtro correlacionado 920 de antena proporcionan N_F sub-flujos de símbolos filtrados, para las N_F sub-bandas, a N_F combinadores 932a a 932f.

- 5 Cada combinador 932 recibe y combina los N_R sub-flujos de símbolos filtrados provenientes de los N_R filtros correlacionados 920a a 920f de antena para su sub-banda, y proporciona un sub-flujo de símbolos detectados para la sub-banda. El multiplexor 934 recibe y multiplexa los N_F sub-flujos de símbolos detectados provenientes de los combinadores 932a a 932f para las N_F sub-bandas y proporciona el flujo $\hat{s}_{\text{mino}}(n)$ de símbolos recuperados.

La FIG. 9D muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial 660d de RX, que puede ser usado para la auto-guía de multi-modalidad con $N_D > 1$. El procesador espacial 660d de RX puede ser usado conjuntamente con el procesador espacial 630a de TX en la FIG. 8A, o el procesador espacial 630b de TX en la FIG. 8B.

El procesador espacial 660d de RX incluye N_R filtros correlacionados 940a a 940r para las N_R antenas de recepción, N_D combinadores 942a a 942d para los N_D flujos de datos, un ecualizador 944 de espacio y tiempo y N_D desensanchadores 946a a 946d para los N_D flujos de datos. Cada filtro correlacionado 940 realiza el filtrado

- 15 correlacionado de un respectivo flujo $y_i(n)$ de símbolos recibidos con un filtro correlacionado $\mathbf{m}_i(k) = \mathbf{V}_{mm}^H \mathbf{f}_i^H(L-n)$ para una antena de recepción asociada, y proporciona N_D sub-flujos de símbolos filtrados para los N_D flujos de símbolos de datos. La matriz $\mathbf{V}_{mm}$ incluye N_D vectores $\mathbf{v}_\lambda$ de guía, para $\lambda = 1, 2, \dots, N_D$, para los N_D flujos de símbolos de datos. Cada filtro correlacionado 940 realiza por tanto el filtrado correlacionado del flujo $y_i(n)$ de símbolos recibidos con

- 20 $\mathbf{m}_{i,\lambda}(n) = \mathbf{v}_\lambda^H \mathbf{f}_i^H(L-n)$, para $\lambda = 1, 2, \dots, N_D$, donde $\mathbf{v}_\lambda$ es la λ -ésima columna de $\mathbf{V}_{mm}$, para obtener los N_D sub-flujos de símbolos filtrados para la antena de recepción asociada.

- Cada combinador 942 recibe y combina los N_R sub-flujos de símbolos filtrados provenientes de los filtros correlacionados 940a a 940r para un flujo de símbolos de datos, y proporciona el flujo $\tilde{s}_\lambda(n)$ de símbolos detectados para el flujo de datos. Los filtros correlacionados 940a a 940r, y los combinadores 942a a 942d, realizan colectivamente el filtrado correlacionado mostrado en la ecuación (29), y proporcionan N_D flujos $\tilde{s}(n)$ de símbolos detectados para los
- 25 N_D flujos de símbolos de datos.

- Si se transmiten múltiples flujos de símbolos de datos, entonces es probable que haya diafonía entre estos flujos de símbolos de datos en el receptor 650. El ecualizador 944 de espacio y tiempo realiza la ecualización sobre los N_D flujos de símbolos detectados provenientes de los combinadores 942a a 942d, y proporciona N_D flujos de símbolos ecualizados. El ecualizador 944 de espacio y tiempo puede implementar un ecualizador lineal de MMSE, un ecualizador de retro-alimentación de decisiones, un estimador de secuencias de máxima probabilidad o algún otro tipo de ecualizador que pueda operar conjuntamente sobre múltiples flujos para mitigar la diafonía y / o maximizar la SNR recibida en presencia de diafonía, interferencia entre símbolos y ruido. El ecualizador 944 de espacio y tiempo también puede implementar la técnica de procesamiento de ecualización sucesiva y cancelación de interferencia. El ecualizador 944 de espacio y tiempo también puede ser omitido.

- 35 Si no se realiza el ensanchamiento en el transmisor 610, según se muestra en la FIG. 8A, entonces los N_D flujos de símbolos ecualizados provenientes del ecualizador 944 de espacio y tiempo son proporcionados como los N_D flujos $\hat{s}(n)$ de símbolos recuperados. Si se realiza el ensanchamiento en el transmisor 610 para cada flujo de símbolos de datos, según se muestra en la FIG. 8B, entonces cada desensanchador 946 recibe y desensancha un respectivo flujo de símbolos ecualizados con la secuencia de PN, y proporciona un correspondiente flujo de símbolos recuperados. Los desensanchadores 946a a 946d proporcionarán luego los N_D flujos $\hat{s}(n)$ de símbolos recuperados.
- 40

- La FIG. 9E muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial 660e de RX, que puede ser usado para la auto-guía del receptor con $N_D > 1$. El procesador espacial 660e de RX incluye N_R filtros correlacionados 950a a 950r para las N_R antenas de recepción, un combinador 952, un ecualizador 954 de espacio y tiempo y los N_D desensanchadores 956a a 956d para los N_D flujos de símbolos de datos. Cada filtro correlacionado 950 realiza el filtrado correlacionado de un respectivo flujo $y_i(n)$ de símbolos recibidos con un filtro correlacionado

- 45 $\mathbf{m}_{r,i}(k) = \mathbf{v}_{r,i}^H \mathbf{f}_i^H(L-n)$ para una antena de recepción asociada, y proporciona un flujo de símbolos filtrados. El combinador 952 recibe los N_R flujos de símbolos filtrados provenientes de los filtros correlacionados 950a a 950r, combina los flujos de símbolos filtrados para todas las antenas de recepción usadas para cada flujo de símbolos de datos, y proporciona el flujo $\tilde{s}_\lambda(n)$ de símbolos detectados para ese flujo de símbolos de datos. La combinación es

dependiente de la auto-guía realizada en el transmisor (es decir, las antenas específicas de recepción hacia las cuales es guiado cada flujo de símbolos de datos). El combinador 952 proporciona N_D flujos $\hat{\underline{s}}(n)$ de símbolos detectados para los N_D flujos de símbolos de datos. El ecualizador 954 de espacio y tiempo y los desensanchadores 956a a 956d operan sobre los N_D flujos de símbolos detectados, según lo descrito anteriormente para la FIG. 9D, y proporcionan los

5 N_D flujos $\hat{\underline{s}}(n)$ de símbolos recuperados.

La FIG. 9F muestra un diagrama de bloques de un procesador espacial 660f de RX, que también puede ser usado para la auto-guía de multi-modalidad con $N_D > 1$. El procesador espacial 660f de RX realiza la demodulación de OFDM y puede ser usado conjuntamente con el procesador espacial 630c de TX en la FIG. 8C.

10 El procesador espacial 660f de RX incluye los N_R filtros correlacionados 970a a 970r de antena, para las N_R antenas de recepción, los N_F combinadores 982a a 982f para las N_F sub-bandas, los N_F ecualizadores 984a a 984f de espacio y tiempo para las N_F sub-bandas y un multiplexor 986. Cada filtro correlacionado 970 de antena realiza el filtrado correlacionado para una antena de recepción e incluye un demodulador 972 de OFDM y N_F filtros correlacionados 980a a 980f para las N_F sub-bandas.

15 Dentro de cada filtro correlacionado 970 de antena, el demodulador 972 de OFDM realiza la demodulación de OFDM sobre el flujo $y_i(n)$ de símbolos recibidos para la antena asociada, y proporciona N_F sub-flujos $y_i(k)$ de símbolos recibidos, para $k = 1, 2, \dots, N_F$, para las N_F sub-bandas, a los N_F filtros correlacionados 980a a 980f. Cada filtro correlacionado 980 realiza el filtrado correlacionado de su sub-flujo $y_i(k)$ de símbolos recibidos con su filtro correlacionado $\underline{\mathbf{m}}_i(k) = \underline{\mathbf{v}}_{mm}^H \underline{\mathbf{h}}_i^H(k)$ y proporciona N_D sub-flujos de símbolos filtrados para los N_D flujos de símbolos de datos para su sub-banda. Los filtros correlacionados 980a a 980f para cada filtro correlacionado 970 de antena proporcionan N_F conjuntos de N_D sub-flujos de símbolos filtrados, para las N_F sub-bandas, a los N_F combinadores 982a a 982f.

20 Cada combinador 982 recibe y combina los N_R conjuntos de N_D sub-flujos de símbolos filtrados provenientes de los N_R filtros correlacionados 970a a 970r de antena, para su sub-banda, y proporciona N_D sub-flujos de símbolos detectados para su sub-banda. Aunque no se muestra en la FIG. 9F, cada combinador 982 incluye N_D sumadores, un sumador para cada flujo de símbolos de datos. Cada sumador recibe y suma los N_R sub-flujos de símbolos filtrados provenientes de los filtros correlacionados 970a a 970r de antena para su sub-banda, y su flujo de símbolos de datos, para obtener el sub-flujo de símbolos detectados para su sub-banda.

25 Cada ecualizador espacial 984 realiza la ecualización sobre los N_D sub-flujos de símbolos detectados provenientes de un combinador 982 asociado para su sub-banda, y proporciona N_D flujos de símbolos ecualizados para la sub-banda. El ecualizador espacial 984 puede implementar un ecualizador lineal de MMSE o algún otro ecualizador que opere conjuntamente sobre múltiples flujos de símbolos para mitigar la diafonía y / o maximizar la SNR recibida. El ecualizador espacial 984 también puede implementar la técnica de procesamiento de ecualización sucesiva y cancelación de interferencia.

30 El multiplexor 986 recibe N_F conjuntos de N_D sub-flujos de símbolos ecualizados desde los combinadores 984a a 984f para las N_F sub-bandas. El multiplexor 986 multiplexa luego los N_F sub-flujos de símbolos ecualizados provenientes de los combinadores 984a a 984f para cada flujo de símbolos de datos, y proporciona el flujo $\hat{\underline{s}}_\lambda(n)$ de símbolos recuperados para ese flujo de símbolos de datos.

35 La FIG. 10 muestra un diagrama de bloques de un receptor 650x, que es una realización del receptor 650 en la FIG. 6. El procesador espacial 660 de RX realiza el filtrado correlacionado y el pos-procesamiento sobre los N_R flujos $y_i(n)$ de símbolos recibidos, para $i = 1, 2, \dots, N_R$, y proporciona N_D flujos $\hat{\underline{s}}_\lambda(n)$ de símbolos recuperados, para $\lambda = 1, 2, \dots, N_D$, al procesador 670 de datos de RX. El procesador 670 de datos de RX incluye un juego de la unidad desensanchadora 1012 de símbolos, el desintercalador 1014 y el descodificador 1016, para cada uno de los N_D flujos de símbolos recuperados. Cada juego de unidad desensanchadora de símbolos, desintercalador y descodificador procesa un respectivo flujo de símbolos recuperados, según lo descrito anteriormente para la FIG. 5. El procesador 670 de datos de RX proporciona N_D flujos $\hat{\underline{d}}_\lambda(n)$ de datos descodificados, para $\lambda = 1, 2, \dots, N_D$.

40 El estimador 672 de canal estima la respuesta de canal y el límite inferior del ruido del receptor, en base a los símbolos piloto recibidos desde las unidades receptoras 654a a 654r, y proporciona la estimación $\hat{\underline{h}}(n)$ de la respuesta de impulso de canal y la estimación $\hat{\sigma}^2$ del límite inferior del ruido al controlador 680. El controlador 680 realiza diversas funciones referidas a la auto-guía, el filtrado correlacionado y el control de velocidad para la transmisión de datos. Por ejemplo, una unidad 1022 de cálculo matricial puede realizar cálculos para obtener (1) el vector $\underline{\mathbf{v}}_{pm}$ de guía para la auto-guía de modalidad principal, (2) el vector $\underline{\mathbf{v}}_{mp}$ de guía para la auto-guía del trayecto principal, (3) los N_D vectores $\underline{\mathbf{v}}_\lambda$

de guía, para $\lambda = 1, 2, \dots, N_D$, para la auto-guía de multi-modalidad, o (4) los N_R vectores $\underline{v}_{\lambda,i}$ de guía, para $i = 1, 2, \dots, N_R$, para la auto-guía del receptor. La unidad 1022 de cálculo también obtiene N_R filtros correlacionados para el receptor 650 y puede además estimar la SNR recibida de los N_D flujos de datos. Un selector 1024 de modalidad de transmisión selecciona una modalidad de transmisión adecuada para cada flujo de datos, en base a su SNR recibida.

5 La unidad 682 de memoria puede almacenar una tabla 1026 de consulta para todas las modalidades de transmisión con soporte, y sus SNR requeridas. El controlador 680 proporciona los N_D vectores de guía de TX, las N_D modalidades de transmisión seleccionadas para los N_D flujos de datos, los ACK y / o los NAK, etc., como información de retro-alimentación para el transmisor 610.

10 Para las realizaciones descritas anteriormente, el receptor estima la respuesta de canal del canal de MISO o de MIMO, obtiene el vector, o los vectores, de guía para el transmisor y el filtro, o los filtros, correlacionado(s) para el receptor, y devuelve el vector, o los vectores, de guía como información de retro-alimentación. Para otras realizaciones, puede ser posible que el transmisor estime la respuesta de canal y obtenga el vector, o los vectores, de guía. Por ejemplo, en un sistema duplexado por división del tiempo (TDD) con una banda de frecuencia compartida, puede suponerse que las respuestas de canal de enlace descendente y de enlace ascendente son recíprocas entre sí. Es decir, si $\underline{H}(k)$ representa una matriz de respuesta de frecuencia de canal desde la formación A de antenas hasta la formación B de antenas para la sub-banda k , entonces un canal recíproco implica que el acoplamiento desde la formación B hasta la formación A está dado por $\underline{H}^T(k)$. Para el sistema TDD, las características recíprocas de canal pueden ser explotadas para permitir que el transmisor estime el enlace observado por el receptor, en base a la señal piloto enviada por el receptor por el otro enlace. En general, la estimación de canal y el cálculo de los vectores de guía pueden ser realizados por el receptor o el transmisor, según el diseño del sistema.

La FIG. 11 muestra un diagrama de flujo de una realización de un proceso 1100 para realizar la auto-guía de la modalidad principal, la auto-guía de multi-modalidad y la auto-guía del trayecto principal en un sistema de MIMO. Inicialmente, se obtiene una pluralidad de matrices de respuesta de canal para la respuesta de canal del canal de MIMO en el sistema de MIMO (en el bloque 1112). Estas matrices de respuesta de canal pueden ser (1) $L + 1$ matrices de respuesta de impulso de canal para $L + 1$ retardos temporales (es decir, $\underline{H}(n)$ para $n = 0, 1, \dots, L$) o (2) N_F matrices de respuesta de frecuencia de canal para N_F sub-bandas (es decir, $\underline{H}(k)$ para $k = 1, 2, \dots, N_F$).

Se calcula una única matriz de correlación para el canal de MIMO, en base a las matrices de respuesta de canal (en el bloque 1114). Para la auto-guía de modalidad principal y la auto-guía de multi-modalidad, la única matriz de correlación puede ser obtenida (1) calculando una matriz de correlación de cada una entre la pluralidad de matrices de respuesta de canal y (2) sumando las matrices de correlación para las matrices de respuesta de canal, para obtener la única matriz de correlación, según se muestra en la ecuación (18). Para la auto-guía del trayecto principal, la única matriz de correlación puede ser obtenida (1) determinando la energía de cada una de las matrices de respuesta de impulso de canal, (2) identificando la matriz de respuesta de impulso de canal con la mayor energía, (3) calculando una matriz de correlación de la matriz de respuesta de impulso de canal con la mayor energía y (4) definiendo la única matriz de correlación para el canal de MIMO como la matriz de correlación de la matriz de respuesta de impulso de canal con la mayor energía, según se muestra en las ecuaciones (33) y (34) y la descripción relacionada.

La única matriz de correlación es descompuesta luego (p. ej., usando la descomposición en auto-valores) para obtener N_D vectores de guía para N_D canales espaciales del canal de MIMO, donde $N_S \geq N_D \geq 1$ y N_S es el número de auto-modalidades de la única matriz de correlación (en el bloque 1116). Para la auto-guía de la modalidad principal y la auto-guía del trayecto principal, $N_D = 1$ y solamente se obtiene un vector de guía. Para la auto-guía de multi-modalidad, $N_D > 1$ y se obtienen múltiples vectores de guía.

Las operaciones mostradas en los bloques 1112, 1114 y 1116 pueden ser realizadas por el receptor 650 en la FIG. 6. Las operaciones mostradas en los bloques 1112, 1114 y 1116 también pueden ser realizadas por el transmisor 610 para un sistema duplexado por división del tiempo (TDD), en el cual el enlace descendente y el enlace ascendente comparten la misma banda de frecuencia. En cualquier caso, los N_D vectores de guía pueden ser usados para la auto-guía por el transmisor y para el filtrado correlacionado por el receptor.

En el transmisor, cada vector de guía puede ser usado para la auto-guía independiente de la frecuencia o el procesamiento espacial de un flujo de datos enviado por el canal espacial asociado al vector de guía (en el bloque 1122). El transmisor realiza la auto-guía sobre N_D flujos de símbolos de datos con los N_D vectores de guía, para generar N_T flujos de símbolos de transmisión (en el bloque 1124), que son adicionalmente procesados y transmitidos desde las N_T antenas de transmisión (en el bloque 1126).

En el receptor, el filtrado correlacionado de N_R flujos de símbolos recibidos para N_R antenas de recepción, donde $N_R \geq N_D$, puede ser realizado tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia. Un filtro correlacionado puede ser obtenido para cada antena de recepción, en base a los N_D vectores de guía y a una pluralidad de vectores de respuesta de canal para esa antena de recepción (en el bloque 1132). Los vectores de respuesta de canal para cada antena de recepción pueden ser obtenidos a partir de las matrices de respuesta de canal. El flujo de símbolos

recibidos para cada antena de recepción es filtrado con el filtro correlacionado para esa antena de recepción, para obtener N_D sub-flujos de símbolos filtrados, un sub-flujo para cada vector de guía usado por el transmisor (en el bloque 1134). Los sub-flujos de símbolos filtrados provenientes de todos los N_R filtros correlacionados para las N_R antenas de recepción son luego combinados para obtener N_D flujos de símbolos detectados para los N_D flujos de datos enviados por el transmisor (en el bloque 1136). La ecualización puede ser realizada sobre los N_D flujos de símbolos detectados para obtener N_D flujos de símbolos recuperados (en el bloque 1138). Si $N_D > 1$, entonces la ecualización de espacio y tiempo (p. ej., con un MMSE-LE, un DFE o un MLSE) puede ser realizada sobre los múltiples flujos de símbolos detectados para obtener múltiples flujos de símbolos recuperados.

La **FIG. 12** muestra un diagrama de flujo de una realización de un proceso 1200 para realizar la auto-guía del receptor en un sistema de MISO o de MIMO con N_T antenas de transmisión y N_R antenas de recepción, donde $N_T > 1$ y $N_R \geq 1$ en este caso. Inicialmente, se obtienen N_R conjuntos de vectores de respuesta de canal para las N_R antenas de recepción, un conjunto para cada antena de recepción (en el bloque 1212). Cada conjunto de vectores de respuesta de canal es indicativo de la respuesta de frecuencia de canal o de la respuesta de impulso de canal entre las N_T antenas de transmisión y una antena de recepción.

Se calcula una única matriz de correlación para cada antena de recepción, en base al conjunto de vectores de respuesta de canal para esa antena de recepción (en el bloque 1214). Esto puede lograrse (1) calculando una matriz de correlación de cada uno de los vectores de respuesta de canal para la antena de recepción y (2) sumando matrices de correlación para los vectores de respuesta de canal para la antena de recepción, para obtener la única matriz de correlación para la antena de recepción. La única matriz de correlación para cada antena de recepción se descompone luego (p. ej., usando la descomposición en auto-valores) para obtener un vector de guía para la antena de recepción (en el bloque 1216). Las operaciones mostradas en los bloques 1212, 1214 y 1216 pueden ser realizadas por el receptor 150 en la FIG. 1 o el receptor 650 en la FIG. 6. Las operaciones mostradas en los bloques 1212, 1214 y 1216 también pueden ser realizadas por el transmisor 110 en la FIG. 1 o el transmisor 610 en la FIG. 6 para un sistema TDD. En cualquier caso, se obtienen N_R vectores de guía para las N_R antenas de recepción, y pueden ser usados para el procesamiento espacial por el transmisor, y para el filtrado correlacionado por el receptor.

En el transmisor, los N_R vectores de guía pueden ser usados para la auto-guía independiente de la frecuencia o el procesamiento espacial de N_D flujos de datos, donde $N_R \geq N_D \geq 1$ y $N_T \geq N_D$ (en el bloque 1222). Para un sistema de MISO con solamente una antena de recepción ($N_R = 1$), se envía un flujo de datos usando un vector de guía obtenido para dicha antena de recepción (en los bloques 1224 y 1226). Para un sistema de MIMO con una pluralidad de antenas de recepción ($N_R > 1$), pueden enviarse uno o más flujos de datos usando los N_R vectores de guía obtenidos para las N_R antenas de recepción. Cada flujo de datos puede ser guiado hacia una o más antenas de recepción.

En el receptor, el filtrado correlacionado de N_R flujos de símbolos recibidos para las N_R antenas de recepción puede ser realizado tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia. Se obtiene un filtro correlacionado para cada antena de recepción, en base al vector de guía y al conjunto de vectores de respuesta de canal para esa antena de recepción (en el bloque 1232). El flujo de símbolos recibidos para cada antena de recepción es filtrado con el filtro correlacionado para esa antena de recepción, para obtener un flujo de símbolos filtrados para la antena de recepción (en el bloque 1234). Los N_R flujos de símbolos filtrados provenientes de los N_R filtros correlacionados para las N_R antenas de recepción son luego combinados para obtener N_D flujos de símbolos detectados para los N_D flujos de datos enviados por el transmisor (en el bloque 1236). La ecualización puede ser realizada sobre los N_D flujos de símbolos detectados para obtener N_D flujos de símbolos recuperados para los N_D flujos de datos enviados por el transmisor (en el bloque 1238).

5. Selección de velocidad

Para ambos sistemas 100 de MISO y 600 de MIMO, el receptor puede estimar la SNR recibida para cada canal espacial. El cálculo de la SNR puede depender del esquema de auto-guía usado para la transmisión de datos, según lo descrito anteriormente. El receptor puede luego calcular una SNR operativa, $\gamma_{op}(\lambda)$, para canal espacial, en base a la SNR recibida, $\gamma_{rx}(\lambda)$, y un desplazamiento de SNR, $\gamma_{os}(\lambda)$, para el canal espacial (p. ej., $\gamma_{os}(\lambda) = \gamma_{rx}(\lambda) + \gamma_{os}(\lambda)$, donde las unidades están en dB). El desplazamiento de SNR puede ser usado para compensar el error de estimación, la variabilidad en el canal y otros factores. El receptor puede seleccionar una modalidad de transmisión adecuada para cada canal espacial, en base a la SNR operativa para ese canal espacial.

El sistema puede ser diseñado para prestar soporte a un conjunto de modalidades de transmisión. Una de las modalidades de transmisión con soporte puede ser para una velocidad nula (es decir, una velocidad cero de datos). Cada una de las restantes modalidades de transmisión está asociada a una específica velocidad de datos no nula, un específico esquema de codificación o tasa de código, un específico esquema de modulación y una SNR mínima específica requerida para lograr el nivel deseado de prestaciones (p. ej., un 1% de tasa de errores de paquete (PER)) para un canal de AWGN sin desvanecimiento. Para cada modalidad de transmisión con soporte, con una velocidad de datos no nula, la SNR requerida se obtiene en base al diseño específico del sistema (es decir, la tasa específica de

código, el esquema de intercalación, el esquema de modulación, etc., usados por el sistema para esa modalidad de transmisión) y para un canal de AWGN. La SNR requerida puede ser obtenida por simulación de ordenador, mediciones empíricas, etc., según se conoce en la técnica. El conjunto de modalidades de transmisión con soporte y sus SNR requeridas puede ser almacenado en una tabla de consulta.

5 La SNR operativa, $\gamma_{op}(\lambda)$, para cada canal espacial puede ser proporcionada a la tabla de búsqueda, que proporciona entonces la modalidad $q(\lambda)$ de transmisión para ese canal espacial. Esta modalidad $q(\lambda)$ de transmisión es la modalidad de transmisión con soporte con la más alta velocidad de datos y una SNR requerida, $\gamma_{req}(\lambda)$, que es menor o igual a la SNR operativa (es decir, $\gamma_{req}(\lambda) \leq \gamma_{op}(\lambda)$). El receptor selecciona del tal modo la más alta velocidad posible de datos para cada canal espacial, en base a la SNR operativa para ese canal espacial.

10 Para mayor claridad, han sido descritas en lo que antecede realizaciones específicas de diversos esquemas de auto-guía. También pueden ser ideadas otras variantes de estos esquemas de auto-guía, y esto está dentro del alcance de la invención. Por ejemplo, la única matriz de correlación para el canal de MIMO puede ser calculada de maneras distintas a las descritas anteriormente para los esquemas de auto-guía de modalidad principal y de multi-modalidad. Como otro ejemplo, pueden ser transmitidos múltiples flujos de símbolos de datos por múltiples canales espaciales del trayecto principal. Como otro ejemplo más, N_D flujos de símbolos de datos pueden ser transmitidos por los N_D mejores canales espaciales, en base a la energía de los canales espaciales. También pueden ser ideados otros esquemas de auto-guía, en base a las enseñanzas proporcionadas en la presente memoria, y esto está dentro del alcance de la invención.

20 Las técnicas de auto-guía descritas en la presente memoria pueden ser implementadas por diversos medios. Por ejemplo, estas técnicas pueden ser implementadas en hardware, software o una combinación de los mismos. Para una implementación en hardware, el procesamiento en el transmisor para la auto-guía y otras funciones pertinentes puede ser implementado dentro de uno o más circuitos integrados específicos de la aplicación (ASIC), procesadores de señales digitales (DSP), dispositivos de procesamiento de señales digitales (DSPD), dispositivos lógicos programables (PLD), formaciones de compuertas programables en el terreno (FPGA), procesadores, controladores, micro-controladores, microprocesadores, otras unidades electrónicas diseñadas para realizar las funciones descritas en la presente memoria, o una combinación de los mismos. El procesamiento en el receptor para el filtrado correlacionado y otras funciones pertinentes también puede ser implementado dentro de uno o más ASIC, DSP, etc.

30 Para una implementación en software, las técnicas de auto-guía pueden ser implementadas con módulos (p. ej., procedimientos, funciones, etc.) que realicen las funciones descritas en la presente memoria. Los códigos de software pueden ser almacenados en unidades de memoria (p. ej., las unidades 142 y 182 de memoria en la FIG. 1 o las unidades 642 y 682 de memoria en la FIG. 6) y ejecutados por un procesador (p. ej., los controladores 140 y 180 en la FIG. 1 o los controladores 640 y 680 en la FIG. 6). La unidad de memoria puede ser implementada dentro del procesador o ser externa al procesador, en cuyo caso puede estar comunicativamente acoplada con el procesador mediante diversos medios, según se conoce en la técnica.

35 Los encabezamientos están incluidos en la presente memoria para referencia y para ayudar a localizar ciertas secciones. Estos encabezamientos no están concebidos para limitar el alcance de los conceptos descritos a continuación de los mismos, y estos conceptos pueden tener aplicabilidad en otras secciones en toda la extensión de la especificación completa.

40 La anterior descripción de las realizaciones reveladas se proporciona para permitir a cualquier persona experta en la técnica hacer o usar la presente invención. Diversas modificaciones para estas realizaciones serán inmediatamente evidentes a los expertos en la técnica, y los principios genéricos definidos en la presente memoria pueden ser aplicados a otras realizaciones sin apartarse del alcance de la invención, según lo definido por las reivindicaciones adjuntas. Por tanto, la presente invención no está concebida para limitarse a las realizaciones mostradas en la presente memoria, sino que ha de acordársele el más amplio alcance congruente con los principios y características novedosas reveladas en la presente memoria, según lo definido por las reivindicaciones.

Realizaciones específicas que no forman parte de la invención

1. Un procedimiento de realizar el procesamiento espacial en un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), que comprende: obtener una pluralidad de matrices de respuesta de canal para una respuesta de canal de un canal de MIMO en el sistema de MIMO; calcular una matriz de correlación para el canal de MIMO en base a la pluralidad de matrices de respuesta de canal; y descomponer la matriz de correlación para obtener al menos un vector de guía para al menos un canal espacial del canal de MIMO, en donde dicho al menos un vector de guía es usado por una entidad transmisora para el procesamiento espacial independiente de la frecuencia de un flujo de datos enviado por dicho al menos un canal espacial asociado a dicho al menos un vector de guía.

55 2. El procedimiento de la realización 1, en el cual la pluralidad de matrices de respuesta de canal comprenden una pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal para una pluralidad de retardos temporales de una respuesta

de impulso de canal del canal de MIMO.

3. El procedimiento de la realización 1, en el cual la pluralidad de matrices de respuesta de canal comprenden una pluralidad de matrices de respuesta de canal para una respuesta de frecuencia de canal para una pluralidad de sub-bandas del canal de MIMO.

5 4. El procedimiento de la realización 1, en el cual el cálculo de la matriz de correlación para el canal de MIMO incluye: calcular una matriz de correlación de cada una entre la pluralidad de matrices de respuesta de canal, para obtener una pluralidad de matrices de correlación para la pluralidad de matrices de respuesta de canal, y sumar la pluralidad de matrices de correlación para la pluralidad de matrices de respuesta de canal, para obtener la matriz de correlación para el canal de MIMO.

10 5. El procedimiento de la realización 2, en el cual el cálculo de la matriz de correlación para el canal de MIMO incluye: determinar la energía de cada una entre la pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal, identificar una matriz de respuesta de impulso de canal con la mayor energía entre la pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal, y calcular una matriz de correlación de la matriz de respuesta de impulso de canal con la mayor energía, para generar la matriz de correlación para el canal de MIMO.

15 6. El procedimiento de la realización 1, en el cual la descomposición en auto-valores de la matriz de correlación es realizada para obtener dicho al menos un vector de guía para dicho al menos un canal espacial del canal de MIMO.

7. El procedimiento de la realización 1, que comprende adicionalmente: enviar dicho al menos un vector de guía como información de retro-alimentación a la entidad transmisora.

20 8. El procedimiento de la realización 1, en el cual dicho al menos un vector de guía es usado por la entidad transmisora para generar una pluralidad de flujos de segmentos de transmisión para al menos un flujo de datos enviado por dicho al menos un canal espacial del canal de MIMO, y en el cual la pluralidad de flujos de segmentos de transmisión son transmitidos desde una pluralidad de antenas de transmisión en la entidad transmisora.

25 9. El procedimiento de la realización 1, en el cual el procesamiento espacial independiente de la frecuencia es realizado por la entidad transmisora en el dominio del tiempo sobre un flujo de segmentos del dominio del tiempo, generados para el flujo de datos por modulación de OFDM.

10. El procedimiento de la realización 1, en el cual el procesamiento espacial independiente de la frecuencia es realizado por la entidad transmisora en el dominio de la frecuencia para cada una entre una pluralidad de sub-bandas, sobre símbolos de datos generados para el flujo de datos.

30 11. El procedimiento de la realización 1, que comprende adicionalmente: obtener, desde la pluralidad de matrices de respuesta de canal, una pluralidad de vectores de respuesta de canal, para cada una entre una pluralidad de antenas de recepción en una entidad receptora; y obtener un filtro correlacionado para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción, en base a dicho al menos un vector de guía y a la pluralidad de vectores de respuesta de canal para la respectiva antena de recepción.

35 12. El procedimiento de la realización 11, en el cual el filtro correlacionado para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción es usado para maximizar la razón recibida entre señal y ruido (SNR) para la respectiva antena de recepción.

13. El procedimiento de la realización 11, que comprende adicionalmente: filtrar una pluralidad de flujos de símbolos recibidos para la pluralidad de antenas de recepción, con la pluralidad de filtros correlacionados.

40 14. El procedimiento de la realización 13, en el cual la pluralidad de matrices de respuesta de canal comprenden una pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal para una pluralidad de retardos temporales de una respuesta de impulso de canal del canal de MIMO, y en el cual el filtrado es realizado en el dominio del tiempo con una pluralidad de filtros correlacionados del dominio del tiempo, obtenidos para la pluralidad de antenas de recepción en base a dicho al menos un vector de guía y a la pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal.

45 15. El procedimiento de la realización 13, en el cual la pluralidad de matrices de respuesta de canal comprenden una pluralidad de matrices de respuesta de frecuencia de canal, para una respuesta de frecuencia de canal, para una pluralidad de sub-bandas del canal de MIMO, y en el cual el filtrado es realizado en el dominio de la frecuencia con una pluralidad de filtros correlacionados del dominio de la frecuencia, obtenidos para la pluralidad de antenas de recepción en base a dicho al menos un vector de guía y a la pluralidad de matrices de respuesta de frecuencia de canal.

50 16. El procedimiento de la realización 1, en el cual se obtiene un vector de guía y es usado por la entidad transmisora para el procesamiento espacial independiente de la frecuencia de un flujo de datos.

17. El procedimiento de la realización 16, que comprende adicionalmente: obtener un filtro correlacionado para cada

- una entre una pluralidad de antenas de recepción en una entidad receptora, en base a dicho vector de guía y a una pluralidad de vectores de respuesta de canal para la antena de recepción, en donde la pluralidad de vectores de respuesta de canal para cada antena de recepción son obtenidas de la pluralidad de matrices de respuesta de canal; filtrar una pluralidad de flujos de símbolos recibidos para la pluralidad de antenas de recepción con la pluralidad de filtros correlacionados, para obtener una pluralidad de flujos de símbolos filtrados; y combinar la pluralidad de flujos de símbolos filtrados para obtener un flujo de símbolos detectados para dicho flujo de datos enviado por la entidad transmisora.
18. El procedimiento de la realización 17, que comprende adicionalmente: realizar la ecualización sobre el flujo de símbolos detectados para obtener un flujo de símbolos recuperados para dicho flujo de datos.
19. El procedimiento de la realización 1, en el cual una pluralidad de vectores de guía son obtenidos y usados por la entidad transmisora para el procesamiento espacial independiente de la frecuencia de una pluralidad de flujos de datos enviados por una pluralidad de canales espaciales asociados a la pluralidad de vectores de guía.
20. El procedimiento de la realización 19, que comprende adicionalmente: obtener un filtro correlacionado para cada una entre una pluralidad de antenas de recepción en una entidad receptora, en base a la pluralidad de vectores de guía y a una pluralidad de vectores de respuesta de canal para la antena de recepción, en donde la pluralidad de vectores de respuesta de canal para cada antena de recepción son obtenidos a partir de la pluralidad de matrices de respuesta de canal; filtrar una pluralidad de flujos de símbolos recibidos para la pluralidad de antenas de recepción con la pluralidad de filtros correlacionados, para obtener una pluralidad de sub-flujos de símbolos filtrados; y combinar la pluralidad de sub-flujos de símbolos filtrados para obtener una pluralidad de flujos de símbolos detectados para la pluralidad de flujos de datos enviados por la entidad transmisora.
21. El procedimiento de la realización 20, que comprende adicionalmente: realizar la ecualización de espacio y tiempo para la pluralidad de flujos de símbolos detectados, para obtener una pluralidad de flujos de símbolos recuperados para la pluralidad de flujos de datos.
22. El procedimiento de la realización 21, en el cual la ecualización de espacio y tiempo es realizada con un ecualizador lineal de mínimos errores cuadrados medios (MMSE-LE), un ecualizador de retro-alimentación de decisiones (DFE) o un estimador de secuencias de máxima probabilidad (MLSE).
23. Un aparato en un sistema de comunicación inalámbrica de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), que comprende: un estimador de canal para obtener una pluralidad de matrices de respuesta de canal para una respuesta de canal de un canal de MIMO en un sistema de MIMO; y un controlador para calcular una matriz de correlación para el canal de MIMO, en base a la pluralidad de matrices de respuesta de canal, y descomponer la matriz de correlación para obtener al menos un vector de guía para al menos un canal espacial del canal de MIMO, en donde dicho al menos un vector de guía es usado por una entidad transmisora para el procesamiento espacial independiente de la frecuencia de un flujo de datos enviado por dicho al menos un canal espacial asociado a dicho al menos un vector de guía.
24. El aparato de la realización 23, en el cual el controlador calcula una matriz de correlación de cada una entre la pluralidad de matrices de respuesta de canal, para obtener una pluralidad de matrices de correlación para la pluralidad de matrices de respuesta de canal, y sumar la pluralidad de matrices de correlación para obtener la matriz de correlación para el canal de MIMO.
25. El aparato de la realización 23, en el cual la pluralidad de matrices de respuesta de canal comprenden una pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal para una pluralidad de retardos temporales de una respuesta de impulso de canal del canal de MIMO, y en el cual el controlador determina la energía de cada una entre la pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal, y calcula una matriz de correlación de una matriz de respuesta de impulso de canal con la mayor energía entre la pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal a obtener.
26. El aparato de la realización 23, que comprende adicionalmente: una pluralidad de filtros correlacionados para una pluralidad de antenas de recepción, un filtro correlacionado para cada antena de recepción, y cada filtro correlacionado es usado para filtrar un flujo de símbolos recibidos para una antena de recepción asociada, para obtener un flujo de símbolos filtrados, en donde el filtro correlacionado para cada antena de recepción se obtiene en base a dicho al menos un vector de guía y a una pluralidad de vectores de respuesta de canal para la antena de recepción, y en donde la pluralidad de vectores de respuesta de canal para cada antena de recepción son obtenidos a partir de la pluralidad de matrices de respuesta de canal; y un combinador para combinar una pluralidad de flujos de símbolos filtrados a partir de la pluralidad de filtros correlacionados, para obtener al menos un flujo de símbolos detectados para al menos un flujo de datos enviado por la entidad transmisora.
27. Un aparato en un sistema de comunicación inalámbrica de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), que comprende: medios para obtener una pluralidad de matrices de respuesta de canal para una respuesta de canal de un canal de MIMO en el sistema de MIMO; medios para calcular una matriz de correlación para el canal de MIMO en base

a la pluralidad de matrices de respuesta de canal; y medios para descomponer la matriz de correlación para obtener al menos un vector de guía para al menos un canal espacial del canal de MIMO, en donde dicho al menos un vector de guía es usado por una entidad transmisora para el procesamiento espacial independiente de la frecuencia de un flujo de datos enviado por dicho al menos un canal espacial asociado a dicho al menos un vector de guía.

- 5 28. El aparato de la realización 27, en el cual el medio para calcular la matriz de correlación incluye: medios para calcular una matriz de correlación de cada una entre la pluralidad de matrices de respuesta de canal, para obtener una pluralidad de matrices de correlación para la pluralidad de matrices de respuesta de canal, y medios para sumar la pluralidad de matrices de correlación, para obtener la matriz de correlación para el canal de MIMO.
- 10 29. El aparato de la realización 27, en el cual la pluralidad de matrices de respuesta de canal comprenden una pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal para una pluralidad de retardos temporales de una respuesta de impulso de canal del canal de MIMO.
30. El aparato de la realización 29, en el cual el medio para calcular la matriz de correlación incluye: medios para determinar la energía de cada una entre la pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal, y medios para calcular una matriz de correlación de una matriz de respuesta de impulso de canal con la mayor energía entre la pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal, para obtener la matriz de correlación para el canal de MIMO.
- 15 31. Un medio legible por procesador para almacenar instrucciones operables para: recibir una pluralidad de matrices de respuesta de canal para una respuesta de canal de un canal de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) en un sistema de MIMO; calcular una matriz de correlación para el canal de MIMO, en base a la pluralidad de matrices de respuesta de canal; y descomponer la matriz de correlación para obtener al menos un vector de guía para al menos un canal espacial del canal de MIMO, en donde dicho al menos un vector de guía es usado por una entidad transmisora para el procesamiento espacial independiente de la frecuencia de un flujo de datos enviado por dicho al menos un canal espacial asociado a dicho al menos un vector de guía.
- 20 32. El medio legible por procesador de la realización 31, y que almacena adicionalmente instrucciones operables para: calcular una matriz de correlación de cada una entre la pluralidad de matrices de respuesta de canal, para obtener una pluralidad de matrices de correlación para la pluralidad de matrices de respuesta de canal; y sumar la pluralidad de matrices de correlación para obtener la matriz de correlación para el canal de MIMO.
- 25 33. El medio legible por procesador de la realización 31, en el cual la pluralidad de matrices de respuesta de canal comprenden una pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal para una pluralidad de retardos temporales de una respuesta de impulso de canal del canal de MIMO.
- 30 34. El medio legible por procesador de la realización 33, y que almacena adicionalmente instrucciones operables para: calcular la energía de cada una entre la pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal; y calcular una matriz de correlación de una matriz de respuesta de impulso de canal con la mayor energía entre la pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal, para obtener la matriz de correlación para el canal de MIMO.
- 35 35. Un procedimiento de realización del procesamiento espacial en un sistema de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), que comprende: obtener una pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal para un canal de MIMO en el sistema de MIMO, en donde la pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal comprenden una pluralidad de retardos temporales de una respuesta de impulso de canal del canal de MIMO; calcular la energía de cada una entre la pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal; identificar una matriz de respuesta de impulso de canal con la mayor energía entre la pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal, como una matriz de respuesta de impulso de canal para un trayecto principal del canal de MIMO; calcular una matriz de correlación de la matriz de respuesta de impulso de canal para el trayecto principal; y descomponer la matriz de correlación para obtener un vector de guía para un canal espacial del trayecto principal, en donde el vector de guía es usado por una entidad transmisora para el procesamiento espacial independiente de la frecuencia de un flujo de datos enviado mediante el canal de MIMO.
- 40 36. El procedimiento de la realización 35, en el cual la descomposición en auto-valores de la matriz de correlación para el trayecto principal es realizado para obtener el vector de guía para el canal espacial del trayecto principal.
- 45 37. El procedimiento de la realización 35, que comprende adicionalmente: obtener un filtro correlacionado para cada una entre una pluralidad de antenas de recepción en una entidad receptora, en base al vector de guía y a una pluralidad de vectores de respuesta de impulso de canal para la antena de recepción, en donde la pluralidad de vectores de respuesta de impulso de canal para cada antena de recepción son obtenidos a partir de la pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal; y filtrar una pluralidad de flujos de símbolos recibidos para la pluralidad de antenas de recepción con la pluralidad de filtros correlacionados.
- 50 38. Un procedimiento de realización del procesamiento espacial en un sistema de comunicación inalámbrica con una pluralidad de antenas de transmisión en una entidad transmisora y una pluralidad de antenas de recepción en una

- entidad receptora, comprendiendo el procedimiento: obtener una pluralidad de conjuntos de vectores de respuesta de canal para la pluralidad de antenas de recepción, un conjunto para cada antena de recepción, en donde cada conjunto de vectores de respuesta de canal es indicativo de una respuesta de canal entre la pluralidad de antenas de transmisión y una entre la pluralidad de antenas de recepción; calcular una matriz de correlación para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción, en base al conjunto de vectores de respuesta de canal para la antena de recepción; y descomponer la matriz de correlación para cada antena de recepción, para obtener un vector de guía para la antena de recepción, en donde se obtienen una pluralidad de vectores de guía para la pluralidad de antenas de recepción, y la pluralidad de vectores de guía son usados por la entidad transmisora para el procesamiento espacial independiente de la frecuencia de al menos un flujo de datos enviado a la entidad receptora.
39. El procedimiento de la realización 38, en el cual el cálculo de la matriz de correlación para cada antena de recepción incluye: calcular una matriz de correlación de cada uno entre la pluralidad de vectores de respuesta de canal para la antena de recepción, para obtener una pluralidad de matrices de correlación para la pluralidad de vectores de respuesta de canal para la antena de recepción, y sumar la pluralidad de matrices de correlación para la pluralidad de vectores de respuesta de canal para la antena de recepción, para obtener la matriz de correlación para la antena de recepción.
40. El procedimiento de la realización 38, que comprende adicionalmente: obtener un filtro correlacionado para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción, en base al vector de guía y al conjunto de vectores de respuesta de canal para la antena de recepción; filtrar un flujo de símbolos recibidos para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción con el filtro correlacionado para la antena de recepción, para obtener un flujo de símbolos filtrados para la antena de recepción; y combinar una pluralidad de flujos de símbolos filtrados para la pluralidad de antenas de recepción, para obtener al menos un flujo de símbolos detectados para dicho al menos un flujo de datos enviado por la entidad transmisora.
41. El procedimiento de la realización 38, en el cual un flujo de datos es enviado por la entidad transmisora a la pluralidad de antenas de recepción, usando la pluralidad de vectores de guía.
42. El procedimiento de la realización 38, en el cual una pluralidad de flujos de datos son enviados por la entidad transmisora a la pluralidad de antenas de recepción, usando la pluralidad de vectores de guía.
43. El procedimiento de la realización 42, que comprende adicionalmente: obtener un filtro correlacionado para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción, en base al vector de guía y a la pluralidad de vectores de respuesta de canal para la antena de recepción, en donde una pluralidad de filtros correlacionados son obtenidos para la pluralidad de antenas de recepción; filtrar una pluralidad de flujos de símbolos recibidos para la pluralidad de antenas de recepción con la pluralidad de filtros correlacionados, para obtener una pluralidad de flujos de símbolos filtrados; y combinar la pluralidad de flujos de símbolos filtrados para obtener una pluralidad de flujos de símbolos detectados para la pluralidad de flujos de datos enviados por la entidad transmisora.
44. El procedimiento de la realización 34, que comprende adicionalmente: realizar la ecualización de espacio y tiempo sobre la pluralidad de flujos de símbolos detectados, para obtener una pluralidad de flujos de símbolos recuperados para la pluralidad de flujos de datos.
45. Un aparato en un sistema de comunicación inalámbrica con una pluralidad de antenas de transmisión en una entidad transmisora y una pluralidad de antenas de recepción en una entidad receptora, comprendiendo el aparato: un estimador de canal para obtener una pluralidad de conjuntos de vectores de respuesta de canal para la pluralidad de antenas de recepción, un conjunto para cada antena de recepción, en donde cada conjunto de vectores de respuesta de canal es indicativo de una respuesta de canal entre la pluralidad de antenas de transmisión y una entre la pluralidad de antenas de recepción; y un controlador para calcular una matriz de correlación para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción, en base al conjunto de vectores de respuesta de canal para la antena de recepción, y para descomponer la única matriz de correlación para cada antena de recepción, para obtener un vector de guía para la antena de recepción, en donde se obtienen una pluralidad de vectores de guía para la pluralidad de antenas de recepción y la pluralidad de vectores de guía son usados por la entidad transmisora para el procesamiento espacial independiente de la frecuencia de al menos un flujo de datos enviado a la entidad receptora.
46. El aparato de la realización 45, en el cual el controlador calcula una matriz de correlación de cada uno entre la pluralidad de vectores de respuesta de canal para cada antena de recepción, para obtener una pluralidad de matrices de correlación para la pluralidad de vectores de respuesta de canal para la antena de recepción, y para sumar la pluralidad de matrices de correlación para la pluralidad de vectores de respuesta de canal para la antena de recepción, para obtener la matriz de correlación para la respectiva antena de recepción.
47. El aparato de la realización 45, en el cual el controlador obtiene un filtro correlacionado para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción, en base al vector de guía y al conjunto de vectores de respuesta de canal para la respectiva antena de recepción.

48. El aparato de la realización 47, que comprende adicionalmente: una pluralidad de filtros correlacionados para la pluralidad de antenas de recepción, un filtro correlacionado para cada antena de recepción, y cada filtro correlacionado es usado para filtrar un flujo de símbolos recibidos para la antena de recepción asociada, para obtener un flujo de símbolos filtrados; y un combinador para combinar una pluralidad de flujos de símbolos filtrados a partir de la pluralidad de filtros correlacionados, para obtener al menos un flujo de símbolos detectados para dicho al menos un flujo de datos enviado por la entidad transmisora.

49. Un aparato en un sistema de comunicación inalámbrica, que comprende: medios para obtener una pluralidad de conjuntos de vectores de respuesta de canal para una pluralidad de antenas de recepción, un conjunto para cada antena de recepción, en donde cada conjunto de vectores de respuesta de canal es indicativo de una respuesta de canal entre una pluralidad de antenas de transmisión y una entre la pluralidad de antenas de recepción; medios para calcular una matriz de correlación para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción, en base al conjunto de vectores de respuesta de canal para la respectiva antena de recepción; y medios para descomponer la única matriz de correlación para cada antena de recepción, para obtener un vector de guía para la respectiva antena de recepción; en donde se obtienen una pluralidad de vectores de guía para la pluralidad de antenas de recepción, y son usados por una entidad transmisora para el procesamiento espacial independiente de la frecuencia de al menos un flujo de datos enviado a una entidad receptora.

50. El aparato de la realización 49, que comprende adicionalmente: medios para calcular una matriz de correlación de cada uno entre la pluralidad de vectores de respuesta de canal para cada antena de recepción, para obtener una pluralidad de matrices de correlación para la pluralidad de vectores de respuesta de canal para la antena de recepción, y medios para sumar la pluralidad de matrices de correlación para la pluralidad de vectores de respuesta de canal para cada antena de recepción, para obtener la matriz de correlación para la respectiva antena de recepción.

51. El aparato de la realización 49, que comprende adicionalmente: medios para obtener un filtro correlacionado para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción, en base al vector de guía y al conjunto de vectores de respuesta de canal para la respectiva antena de recepción; medios para filtrar un flujo de símbolos recibidos, para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción, con el filtro correlacionado para la antena de recepción, para obtener un flujo de símbolos filtrados para la respectiva antena de recepción; y medios para combinar una pluralidad de flujos de símbolos filtrados para la pluralidad de antenas de recepción, para obtener al menos un flujo de símbolos detectados para dicho al menos un flujo de datos enviado por la entidad transmisora.

52. Un medio legible por ordenador para almacenar instrucciones operables para: recibir una pluralidad de conjuntos de vectores de respuesta de canal para una pluralidad de antenas de recepción, un conjunto para cada antena de recepción, en donde cada conjunto de vectores de respuesta de canal es indicativo de una respuesta de canal entre una pluralidad de antenas de transmisión y una entre la pluralidad de antenas de recepción; calcular una matriz de correlación para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción, en base al conjunto de vectores de respuesta de canal para la respectiva antena de recepción; y descomponer la matriz de correlación para cada antena de recepción, para obtener un vector de guía para la respectiva antena de recepción, en donde se obtienen una pluralidad de vectores de guía para la pluralidad de antenas de recepción, y son usados por una entidad transmisora para el procesamiento espacial independiente de la frecuencia de al menos un flujo de datos enviado a una entidad receptora.

53. El medio legible por procesador de la realización 52, y que almacena adicionalmente instrucciones operables para: calcular una matriz de correlación de cada uno entre la pluralidad de vectores de respuesta de canal para cada antena de recepción, para obtener una pluralidad de matrices de correlación para la pluralidad de vectores de respuesta de canal para la respectiva antena de recepción; y sumar la pluralidad de matrices de correlación para la pluralidad de vectores de respuesta de canal para cada antena de recepción, para obtener la matriz de correlación para la respectiva antena de recepción.

54. El medio legible por procesador de la realización 52, y que almacena adicionalmente instrucciones operables para: obtener un filtro correlacionado para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción, en base al vector de guía y al conjunto de vectores de respuesta de canal para la respectiva antena de recepción; filtrar un flujo de símbolos recibidos para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción con el filtro correlacionado para la antena de recepción, para obtener un flujo de símbolos filtrados para la respectiva antena de recepción; y combinar una pluralidad de flujos de símbolos filtrados para la pluralidad de antenas de recepción, para obtener al menos un flujo de símbolos detectados para dicho al menos un flujo de datos enviado por la entidad transmisora.

55. Un procedimiento de realización del procesamiento espacial en un sistema de múltiples entradas y salida única (MISO), que utiliza el multiplexado por división ortogonal de la frecuencia (OFDM), comprendiendo el procedimiento: obtener un conjunto de vectores de respuesta de canal indicativos de una respuesta de canal entre una pluralidad de antenas de transmisión en una entidad transmisora y una antena de recepción en una entidad receptora en el sistema de MISO; calcular una matriz de correlación en base al conjunto de vectores de respuesta de canal; y descomponer la matriz de correlación para obtener un vector de guía usado por la entidad transmisora para el procesamiento espacial independiente de la frecuencia de un flujo de datos enviado a la entidad receptora.

56. El procedimiento de la realización 55, en el cual el procesamiento espacial independiente de la frecuencia es realizado por la entidad transmisora en el dominio del tiempo, sobre un flujo de segmentos del dominio del tiempo generados para el flujo de datos por la modulación de OFDM.

5 57. El procedimiento de la realización 55, en el cual el procesamiento espacial independiente de la frecuencia es realizado por la entidad transmisora en el dominio de la frecuencia, para cada una entre una pluralidad de sub-bandas, sobre símbolos de datos generados para el flujo de datos.

58. El procedimiento de la realización 55, que comprende adicionalmente: obtener un filtro correlacionado en base al vector de guía y al conjunto de vectores de respuesta de canal; y filtrar un flujo de símbolos recibidos con un filtro correlacionado, para obtener un flujo de símbolos detectados.

10

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento de comunicaciones inalámbricas en un sistema de MIMO, que comprende:

5 obtener una pluralidad de matrices (1112) de respuesta de canal para una respuesta de canal de un canal de MIMO, en donde la pluralidad de matrices de respuesta de canal comprenden una pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal para una pluralidad de retardos temporales, o una pluralidad de matrices de respuesta de frecuencia de canal para una pluralidad de sub-bandas;

obtener, en una entidad receptora, al menos un vector de guía, a ser usado por una entidad transmisora para el procesamiento espacial independiente de la frecuencia de al menos un flujo de datos enviado por al menos un canal espacial asociado a dicho al menos un vector (674, 680, 1022, 1116) de guía;

10 obtener un filtro correlacionado para cada una entre una pluralidad de antenas de recepción en la entidad receptora, en base a dicho al menos un vector de guía y a una pluralidad de vectores de respuesta estimada de canal para esa antena de recepción, en el que los vectores de respuesta de canal para cada antena de recepción son obtenidos a partir de las matrices (1132, 1232, 674, 680, 1022) de respuesta de canal;

15 filtrar una pluralidad de flujos de símbolos recibidos para la pluralidad de antenas de recepción, con la pluralidad de filtros correlacionados, para obtener una pluralidad de flujos (1134, 1234, 910, 930, 940, 950, 980) de símbolos filtrados; y

combinar la pluralidad de flujos de símbolos filtrados para obtener al menos un flujo de símbolos detectados para dicho al menos un flujo de datos enviado por la entidad transmisora (1136, 1236, 912, 932, 942, 952, 982).

2. El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende adicionalmente:

20 realizar la ecualización sobre dicho al menos un flujo de símbolos detectados, para obtener al menos un flujo de símbolos recuperados para dicho al menos un flujo (1138, 1238, 914, 984) de datos.

3. El procedimiento de la reivindicación 1, que comprende adicionalmente:

realizar la ecualización de espacio y tiempo para dicho al menos un flujo de símbolos detectados, para obtener al menos un flujo de símbolos recuperados para dicho al menos un flujo (1138, 1238, 944, 954) de datos.

25 4. El procedimiento de la reivindicación 3, en el cual la ecualización de espacio y tiempo es realizada con un ecualizador lineal de mínimos errores cuadrados medios, MMSE-LE, un ecualizador de retro-alimentación de decisiones, DFE, o un estimador de secuencias de máxima probabilidad, MLSE (1138, 1238, 944, 954).

30 5. El procedimiento de la reivindicación 1, en el cual el filtro correlacionado para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción es usado para maximizar la razón recibida entre señal y ruido, SNR, para la respectiva antena (1132, 1232, 674, 680, 1022) de recepción.

6. El procedimiento de la reivindicación 1, en el cual:

la pluralidad de filtros correlacionados comprende una pluralidad de filtros correlacionados del dominio del tiempo, obtenidos para la pluralidad de antenas (910, 940, 950) de recepción, y

35 el filtrado es realizado en el dominio del tiempo con la pluralidad de filtros correlacionados (1134, 1234, 910, 940, 950) del dominio del tiempo.

7. El procedimiento de la reivindicación 1, en el cual:

la pluralidad de filtros correlacionados comprende una pluralidad de filtros correlacionados del dominio de la frecuencia, obtenidos para la pluralidad de antenas (930, 980) de recepción, y

40 el filtrado es realizado en el dominio de la frecuencia con la pluralidad de filtros correlacionados (1134, 1234, 930, 980) del dominio de la frecuencia.

8. Un aparato (650) de comunicaciones inalámbricas, que comprende:

45 medios para obtener una pluralidad de matrices (1112) de respuesta de canal para una respuesta de canal de un canal de MIMO en un sistema de MIMO, en el que la pluralidad de matrices de respuesta de canal comprenden una pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal para una pluralidad de retardos temporales, o una pluralidad de matrices de respuesta de frecuencia de canal para una pluralidad de sub-bandas;

medios para obtener al menos un vector de guía a ser usado por una entidad transmisora para el procesamiento

espacial independiente de la frecuencia de al menos un flujo de datos enviado por al menos un canal espacial asociado a dicho al menos un vector (674, 680, 1022, 1116) de guía;

- 5 medios para obtener un filtro correlacionado para cada una entre una pluralidad de antenas de recepción en el aparato, en base a dicho al menos un vector de guía y a una pluralidad de vectores de respuesta estimada de canal para esa antena (1132, 1232, 674, 680, 1022) de recepción, en el que los vectores de respuesta de canal para cada antena de recepción son obtenidos a partir de las matrices de respuesta de canal;

medios para filtrar una pluralidad de flujos de símbolos recibidos para la pluralidad de antenas de recepción, con la pluralidad de filtros correlacionados, para obtener una pluralidad de flujos (1134, 1234, 910, 930, 940, 950, 980) de símbolos filtrados; y

- 10 medios para combinar la pluralidad de flujos de símbolos filtrados, para obtener al menos un flujo de símbolos detectados para dicho al menos un flujo de datos enviado por la entidad transmisora (1136, 1236, 912, 932, 942, 952, 982).

9. El aparato de la reivindicación 8, que comprende adicionalmente:

- 15 medios para realizar la ecualización sobre dicho al menos un flujo de símbolos detectados, para obtener al menos un flujo de símbolos recuperados para dicho al menos un flujo (1138, 1238, 914, 984) de datos.

10. El aparato de la reivindicación 8, que comprende adicionalmente:

medios para realizar la ecualización de espacio y tiempo para dicho al menos un flujo de símbolos detectados, para obtener al menos un flujo de símbolos recuperados para dicho al menos un flujo (1138, 1238, 944, 954) de datos.

- 20 11. El aparato de la reivindicación 10, en el cual la ecualización de espacio y tiempo es realizada con un ecualizador lineal de mínimos errores cuadrados medios, MMSE-LE, un ecualizador de retro-alimentación de decisiones, DFE, o un estimador de secuencias de máxima probabilidad, MLSE (1138, 1238, 944, 954).

12. El aparato de la reivindicación 8, en el cual el filtro correlacionado para cada una entre la pluralidad de antenas de recepción es usado para maximizar la razón recibida entre señal y ruido, SNR, para la respectiva antena (1132, 1232, 674, 680, 1022) de recepción.

- 25 13. El aparato de la reivindicación 8, en el cual:

la pluralidad de filtros correlacionados comprende una pluralidad de filtros correlacionados del dominio del tiempo, obtenidos para la pluralidad de antenas (910, 940, 950) de recepción, y

el medio para filtrar está adicionalmente configurado para realizar el filtrado en el dominio del tiempo con la pluralidad de filtros correlacionados (1134, 1234, 910, 940, 950) del dominio del tiempo.

- 30 14. El aparato de la reivindicación 8, en el cual:

la pluralidad de filtros correlacionados comprende una pluralidad de filtros correlacionados del dominio de la frecuencia, obtenidos para la pluralidad de antenas (930, 980) de recepción, y

el medio para filtrar está adicionalmente configurado para realizar el filtrado en el dominio de la frecuencia con la pluralidad de filtros correlacionados (1134, 1234, 930, 980) del dominio de la frecuencia.

- 35 15. Un medio legible por procesador para almacenar instrucciones (680, 682), operables para:

obtener una pluralidad de matrices (1112) de respuesta de canal para una respuesta de canal de un canal de MIMO en un sistema de MIMO, en el que la pluralidad de matrices de respuesta de canal comprenden una pluralidad de matrices de respuesta de impulso de canal para una pluralidad de retardos temporales, o una pluralidad de matrices de respuesta de frecuencia de canal para una pluralidad de sub-bandas;

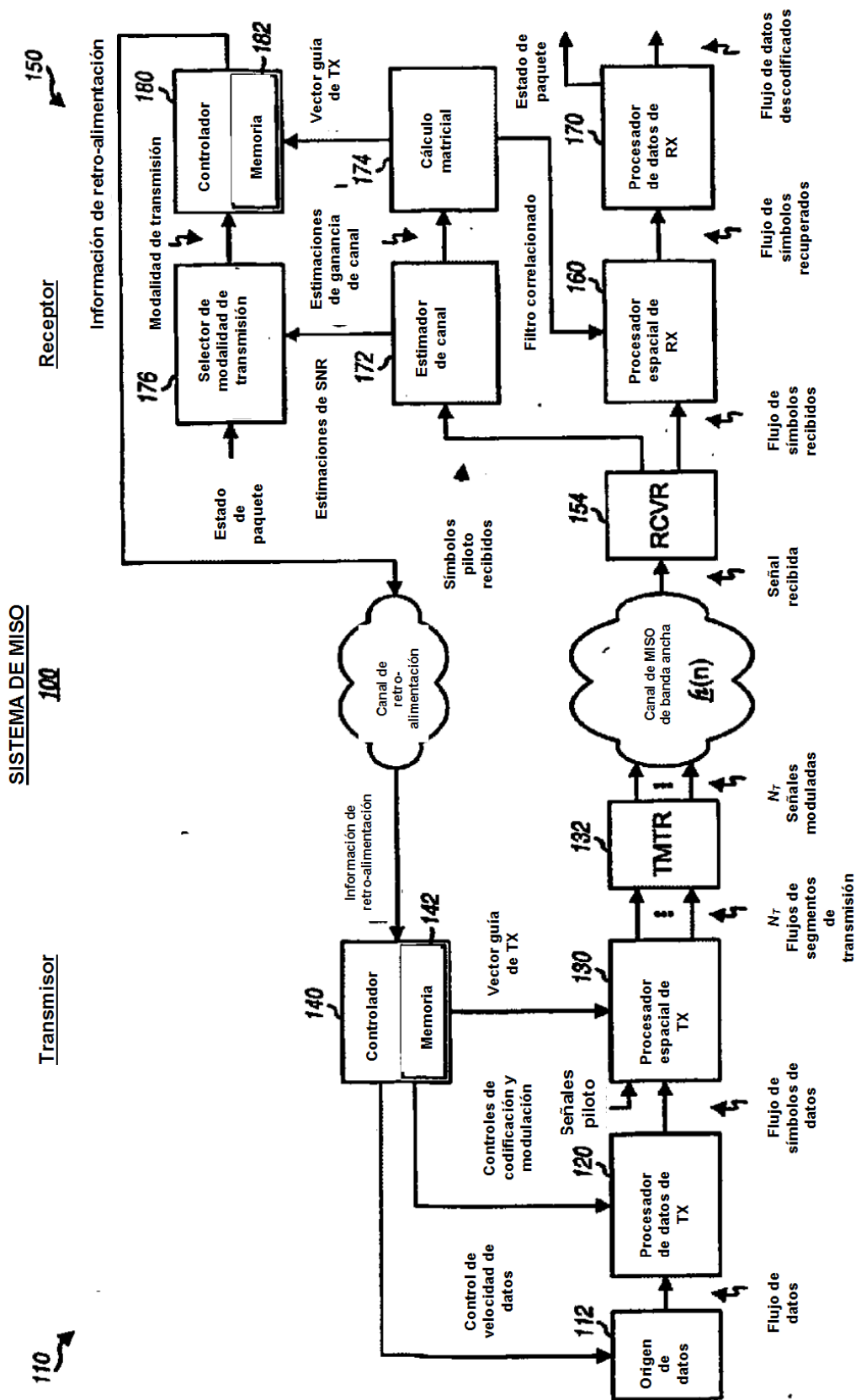
- 40 obtener, en una entidad receptora, al menos un vector de guía, a ser usado por una entidad transmisora para el procesamiento espacial independiente de la frecuencia de al menos un flujo de datos enviado por al menos un canal espacial asociado a dicho al menos un vector (674, 680, 1022, 1116) de guía;

obtener un filtro correlacionado para cada una entre una pluralidad de antenas de recepción en la entidad receptora, en base a dicho al menos un vector de guía y a una pluralidad de vectores de respuesta estimada de canal para esa antena (1132, 1232, 674, 680, 1022) de recepción, en el que los vectores de respuesta de canal para cada antena de recepción son obtenidos a partir de las matrices de respuesta de canal;

- 45 filtrar una pluralidad de flujos de símbolos recibidos para la pluralidad de antenas de recepción, con la pluralidad de

filtros correlacionados, para obtener una pluralidad de flujos (1134, 1234, 910, 930, 940, 950, 980) de símbolos filtrados; y

combinar la pluralidad de flujos de símbolos filtrados para obtener al menos un flujo de símbolos detectados para dicho al menos un flujo de datos enviado por la entidad transmisora (1136, 1236, 912, 932, 942, 952, 982).



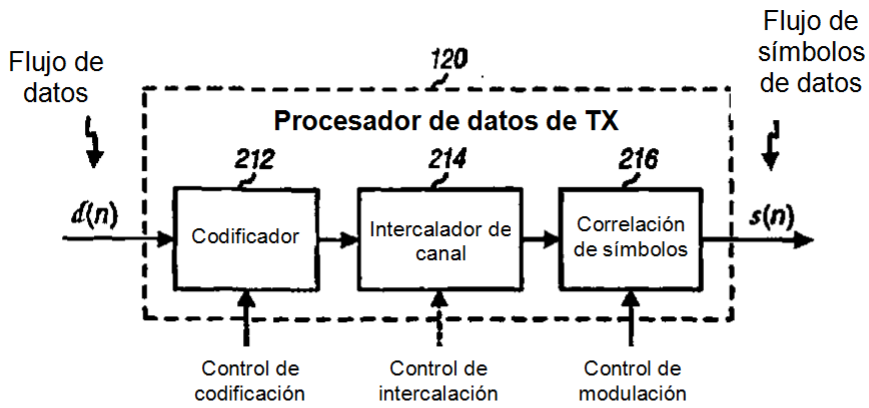


FIG. 2

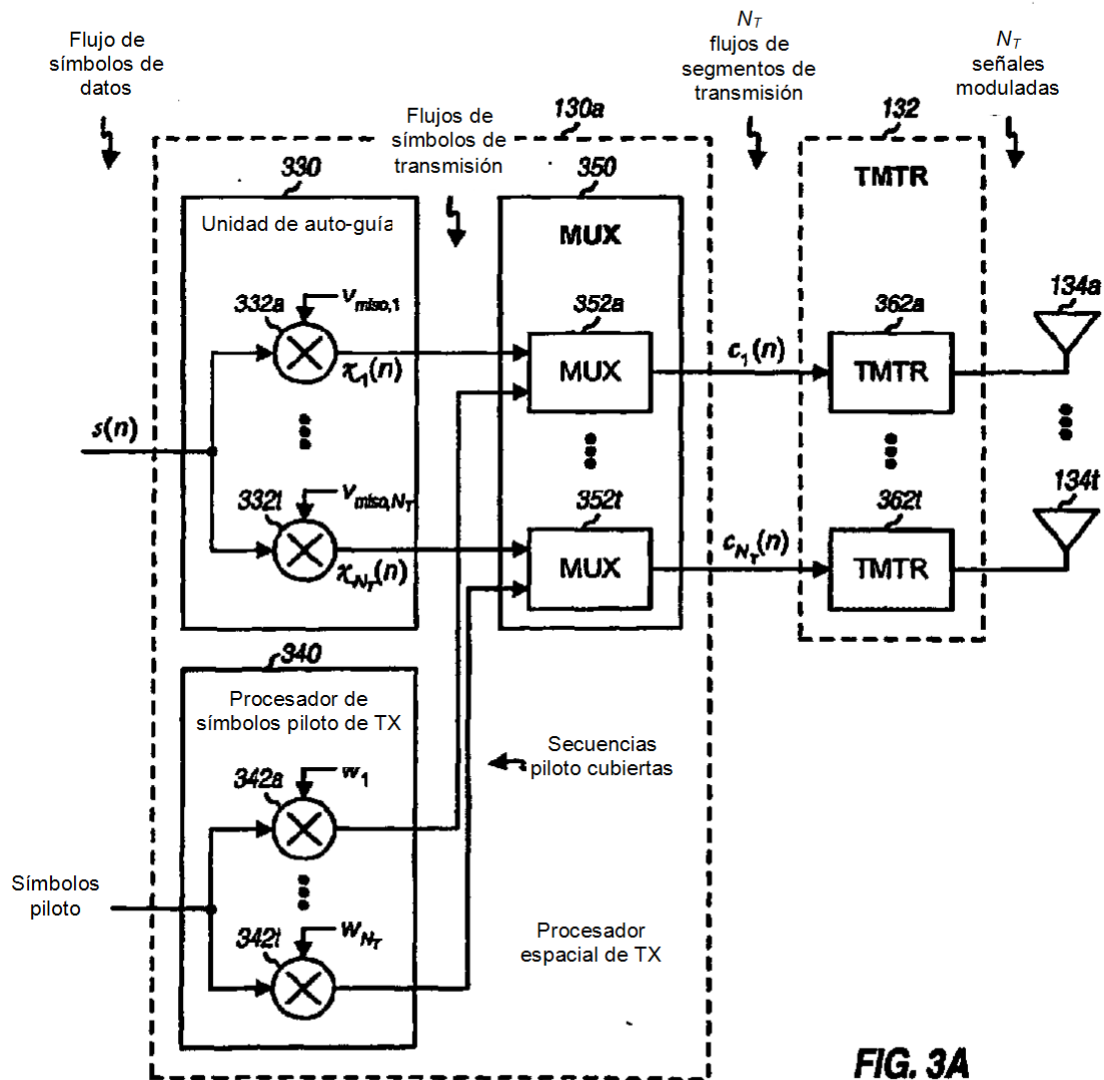


FIG. 3A

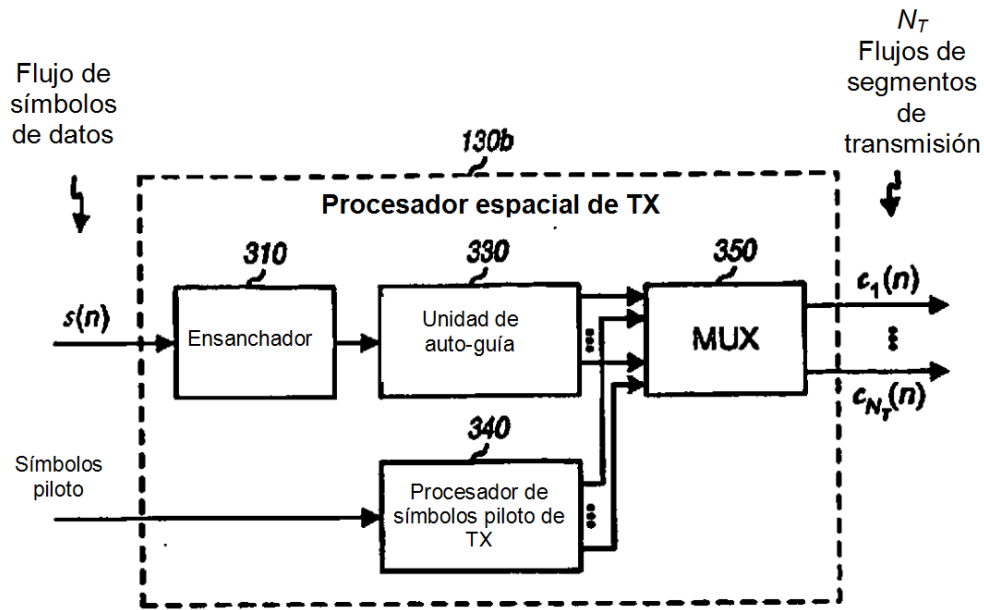


FIG. 3B

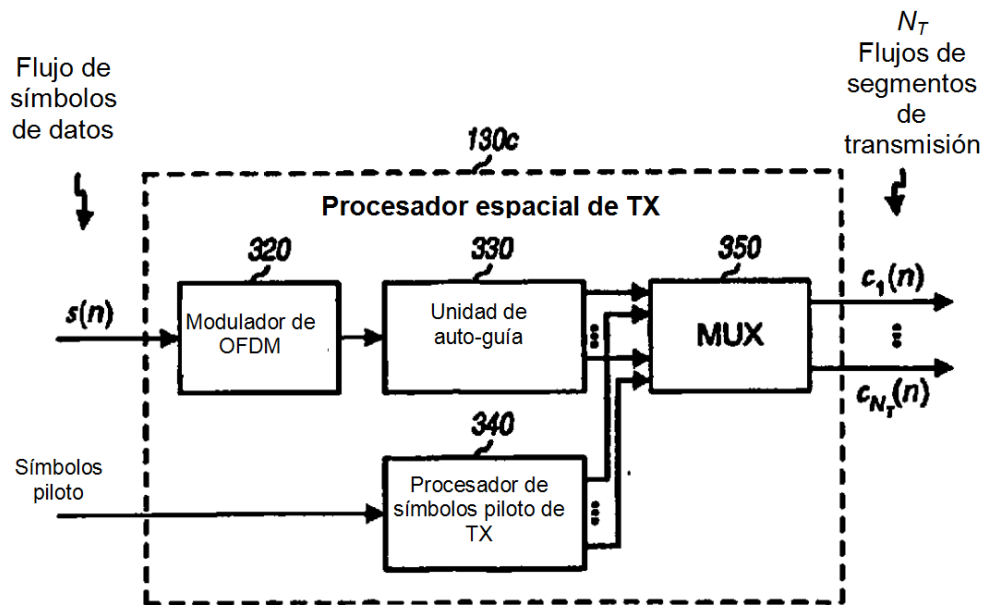


FIG. 3C

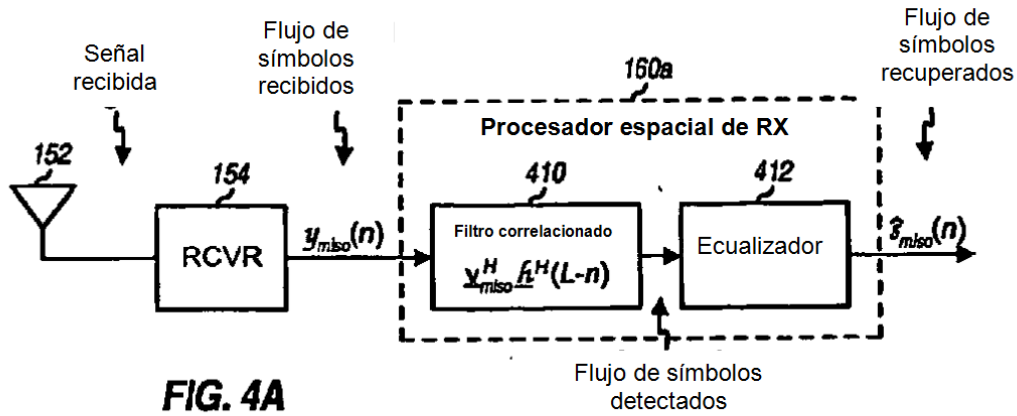


FIG. 4A

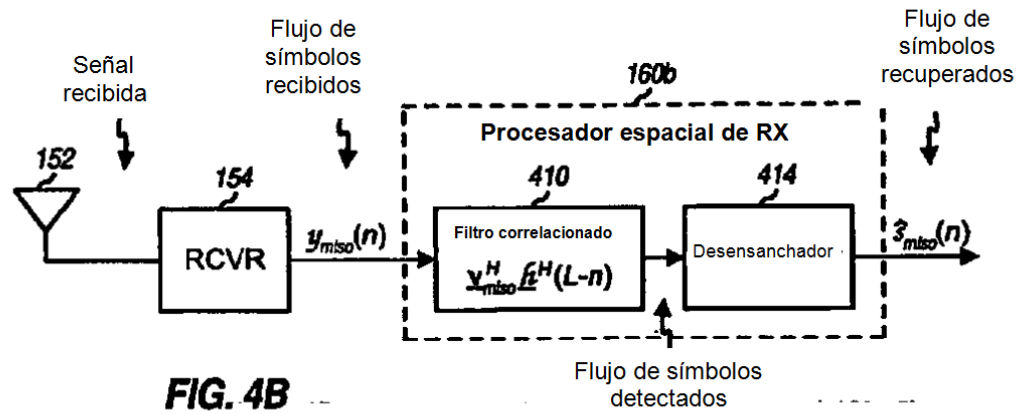


FIG. 4B

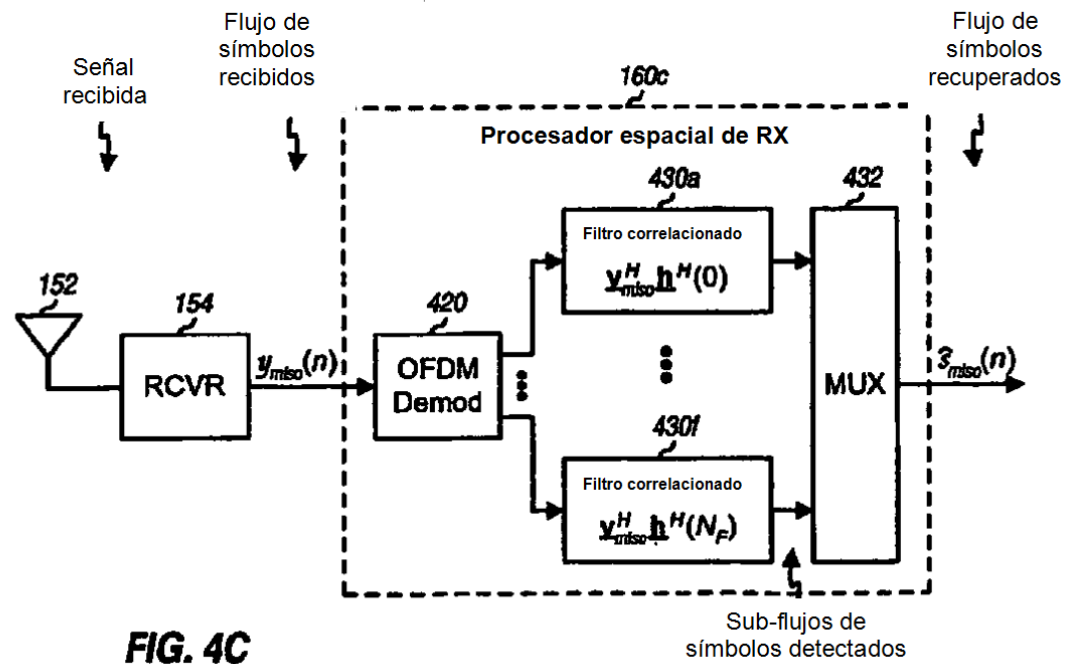


FIG. 4C

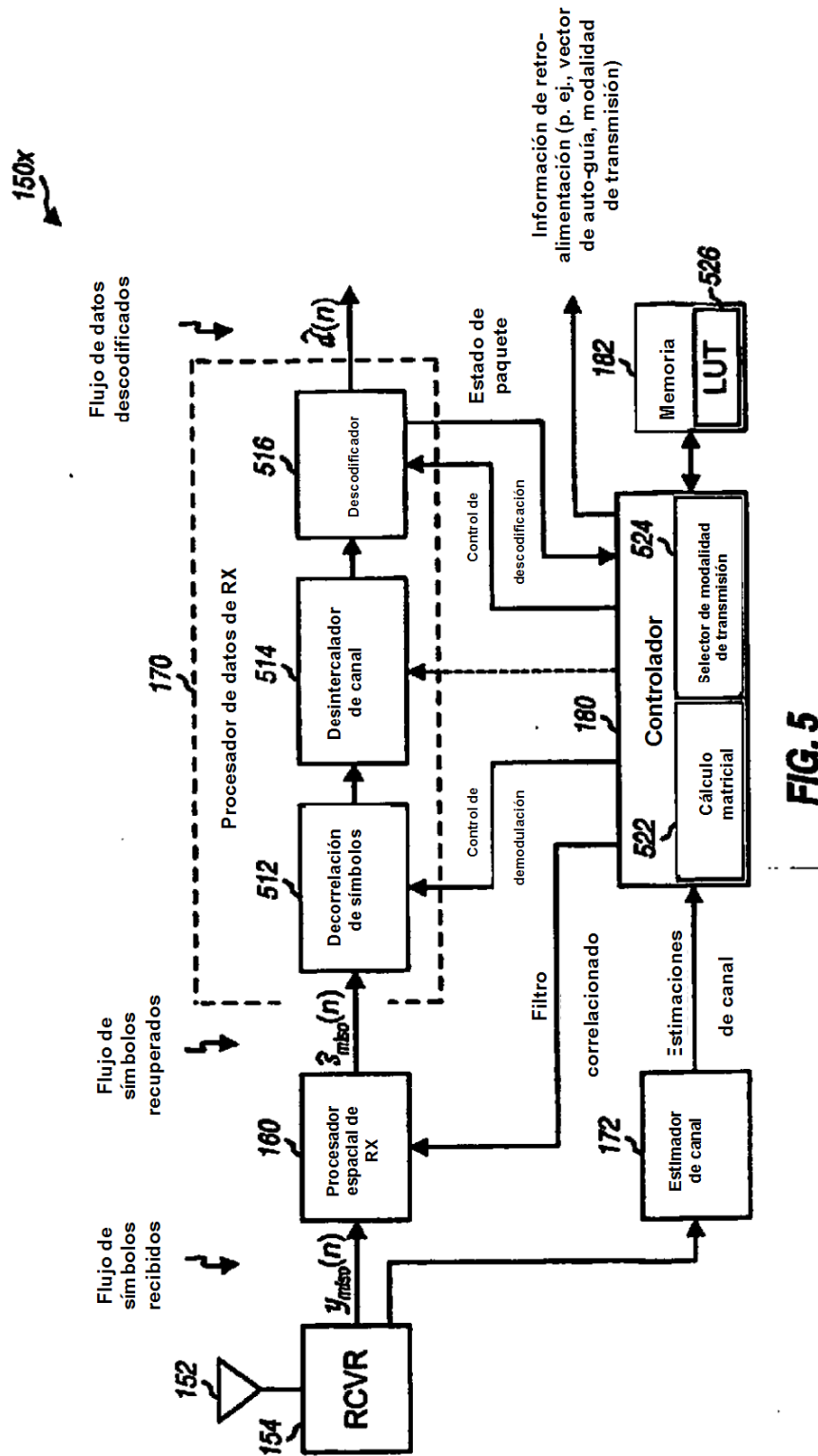
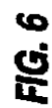


FIG. 5



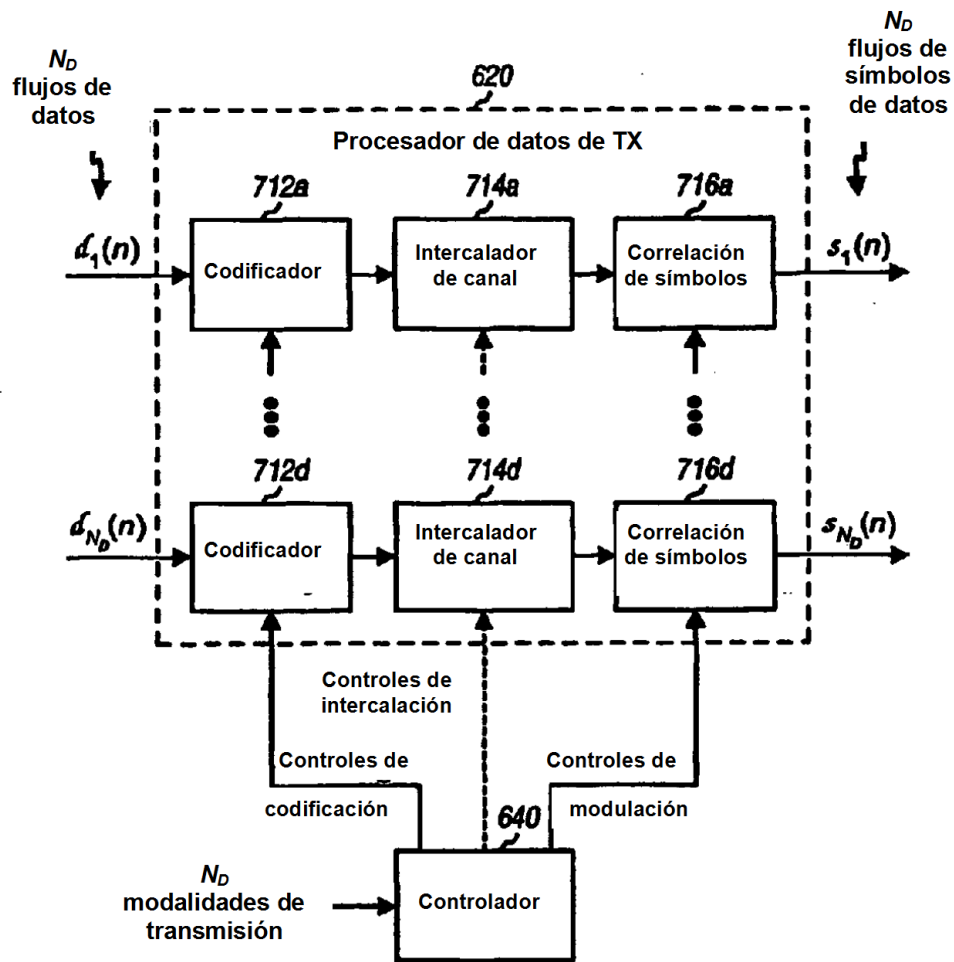


FIG. 7

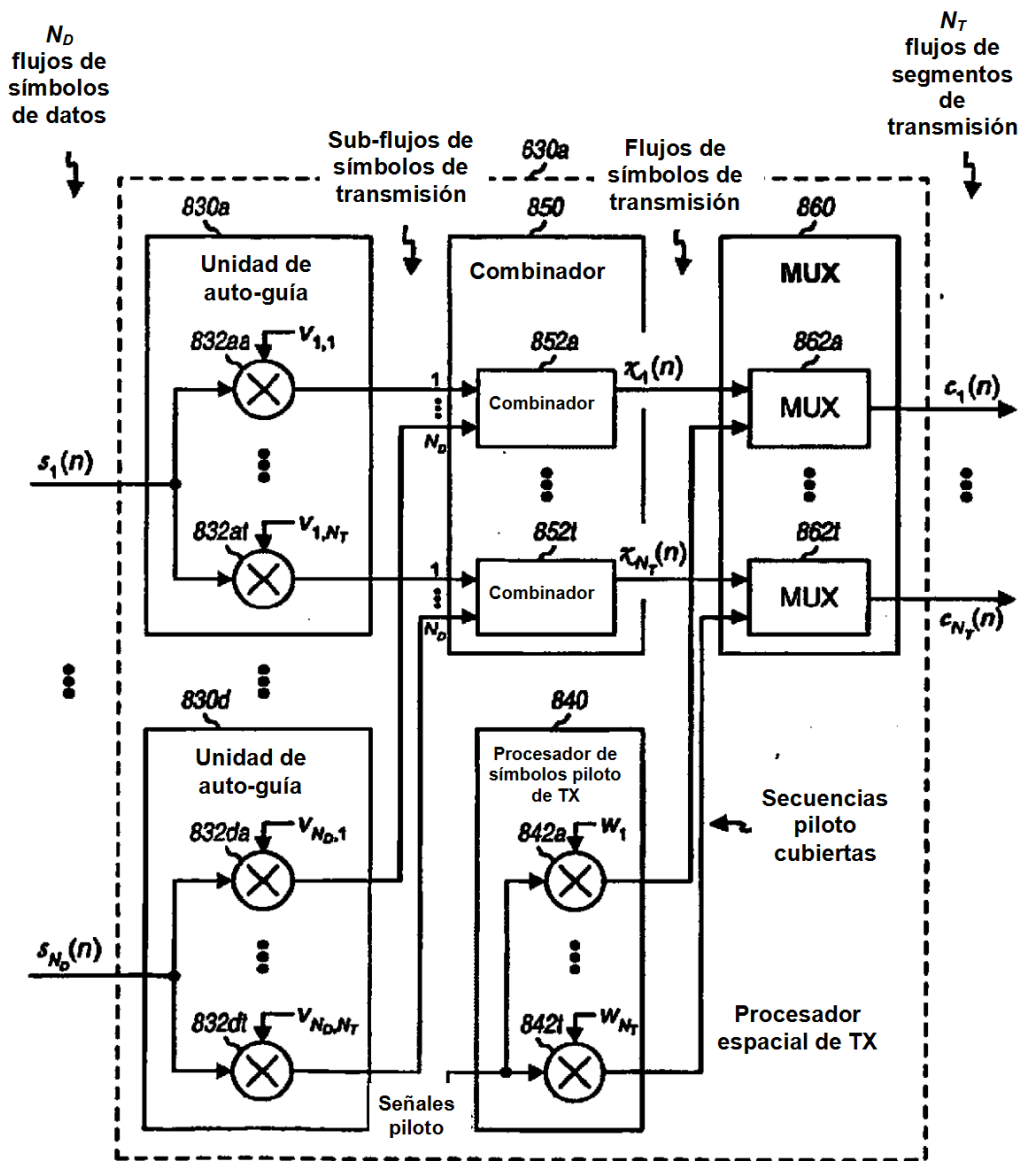


FIG. 8A

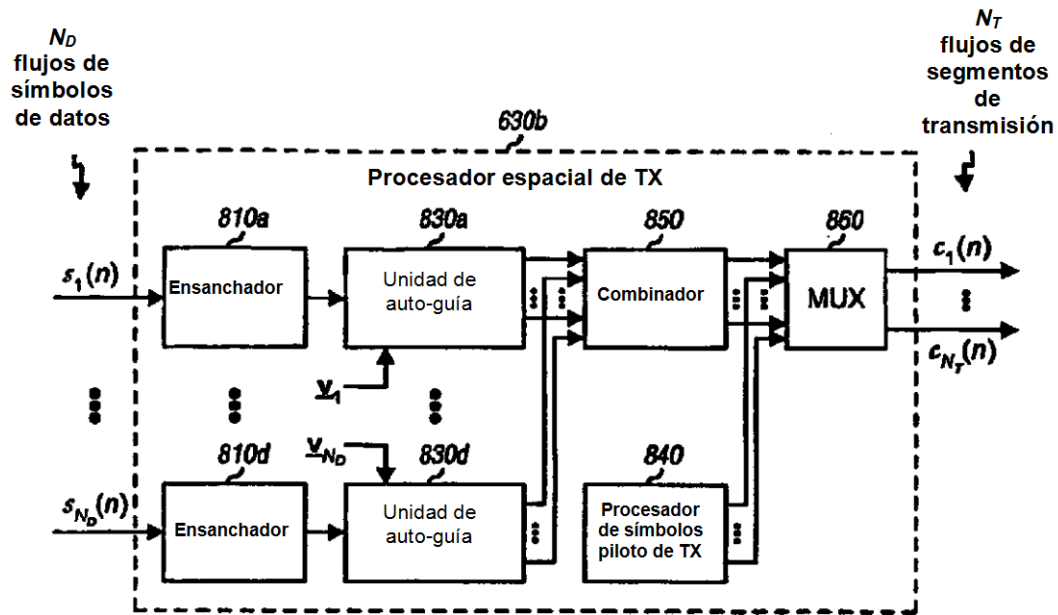


FIG. 8B

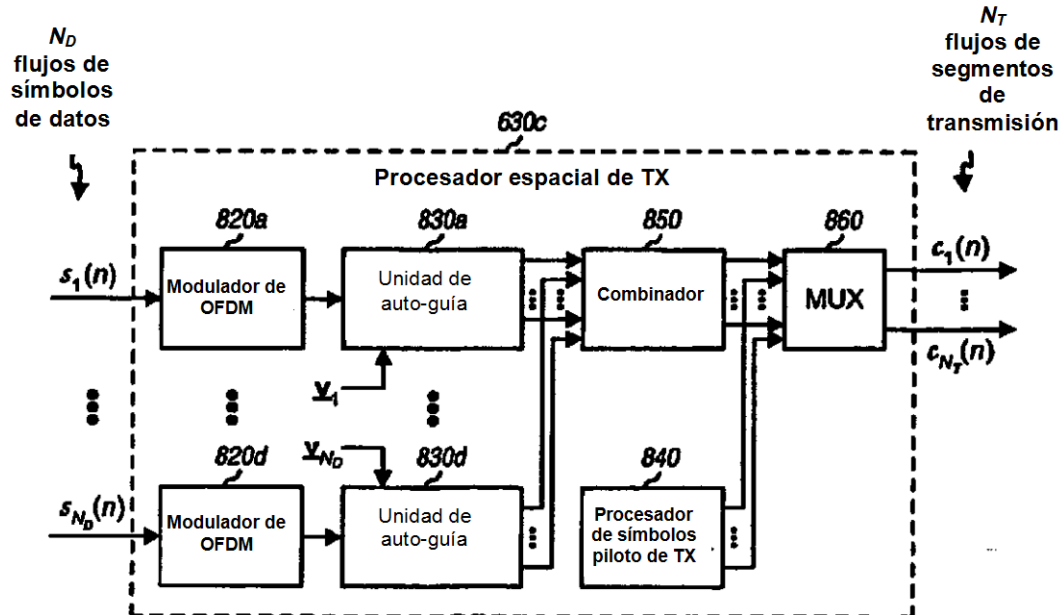


FIG. 8C

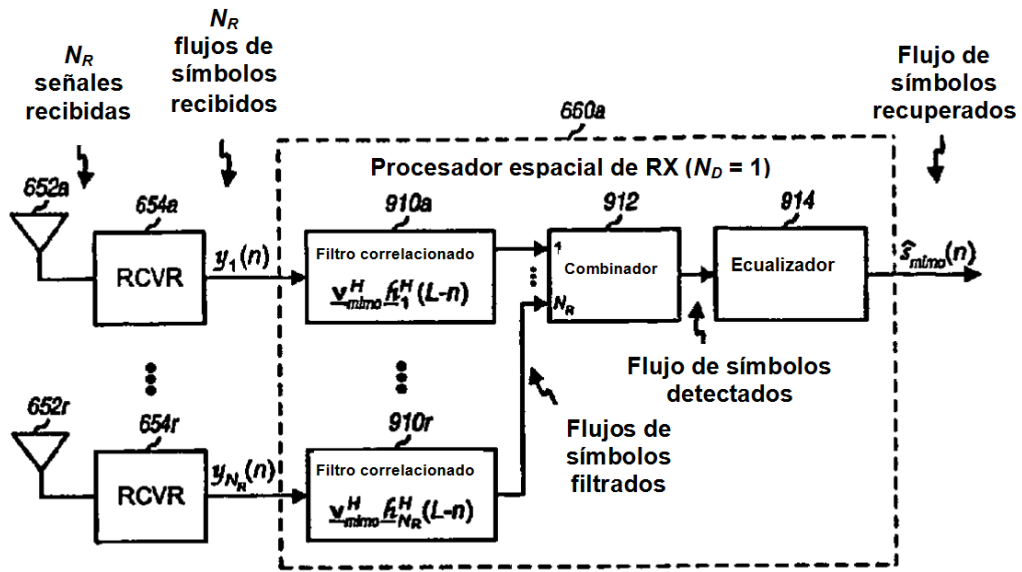


FIG. 9A

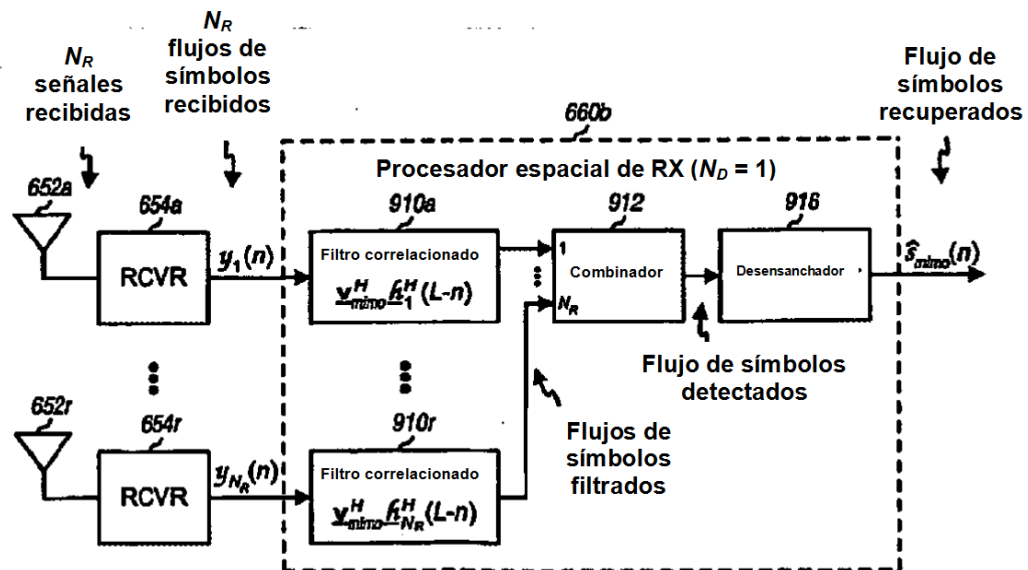


FIG. 9B

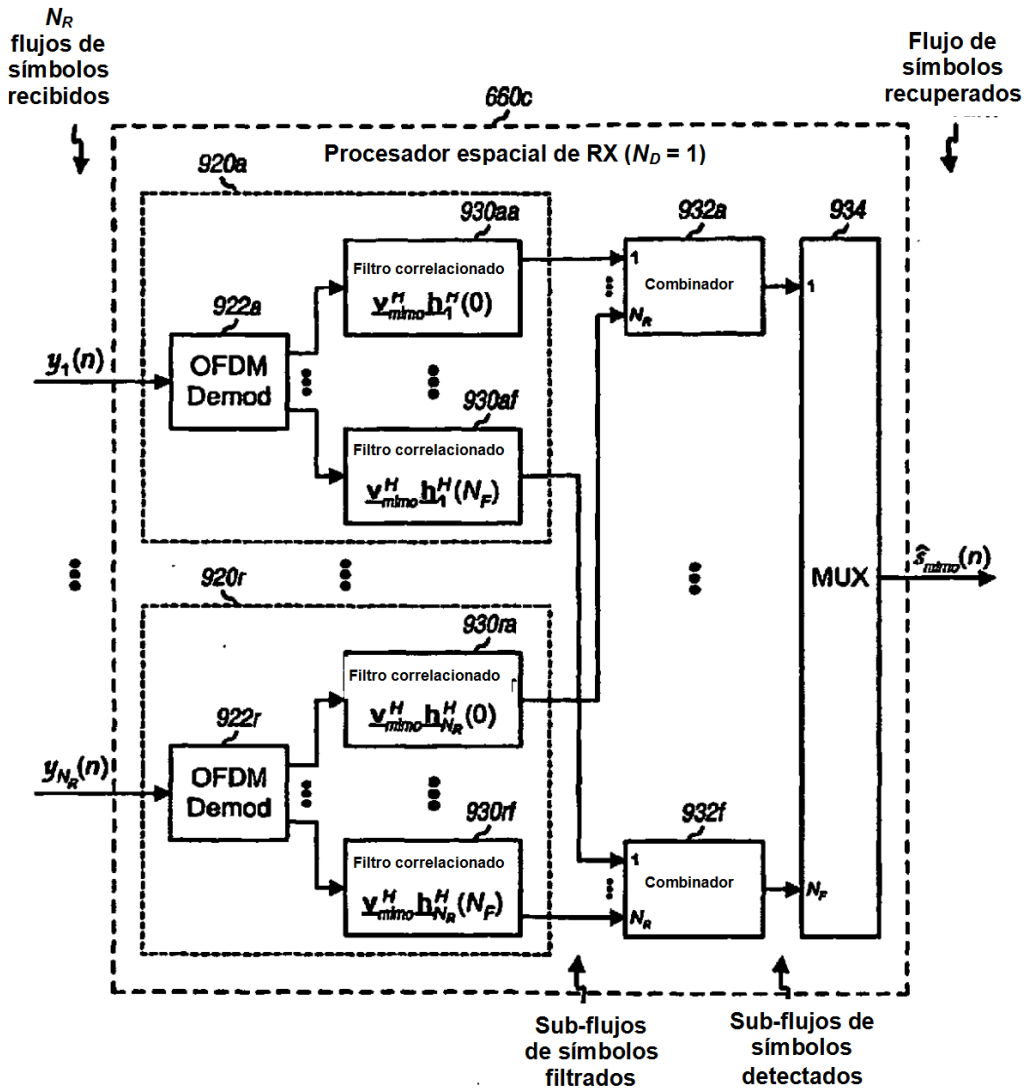


FIG. 9C

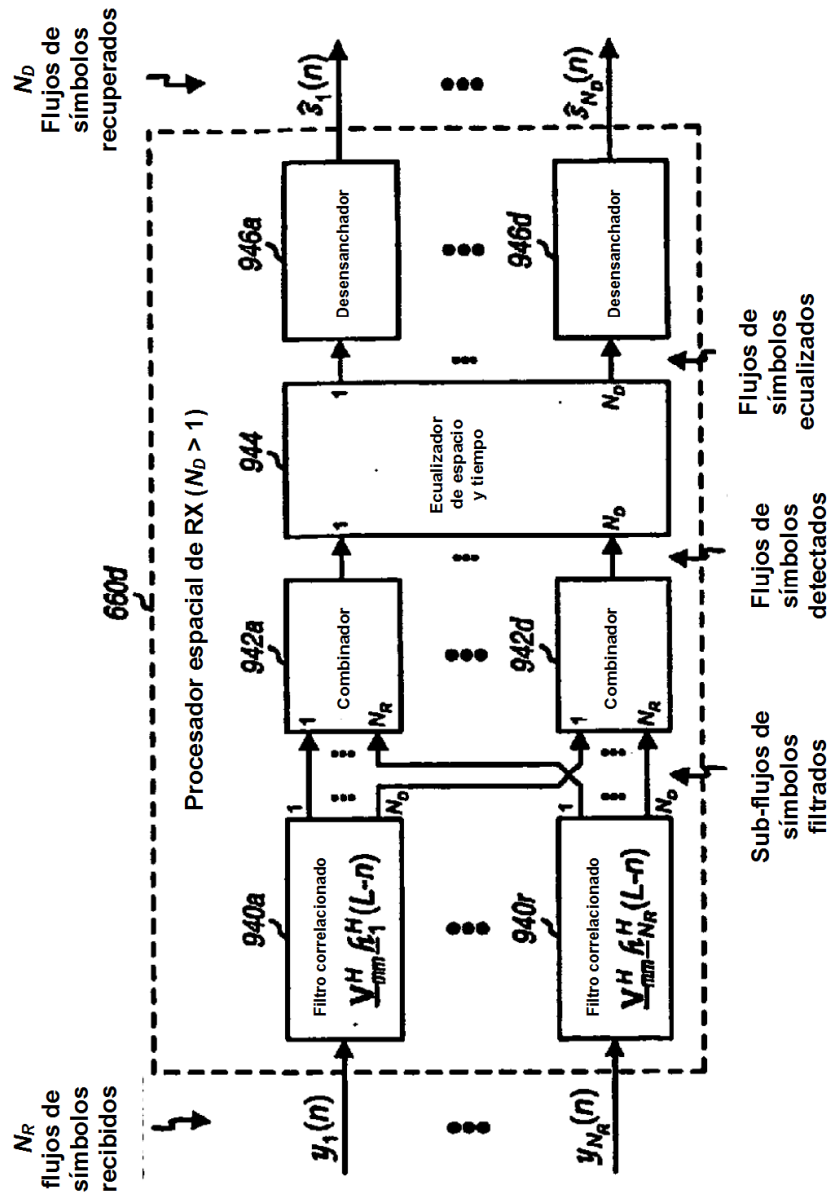


FIG. 9D

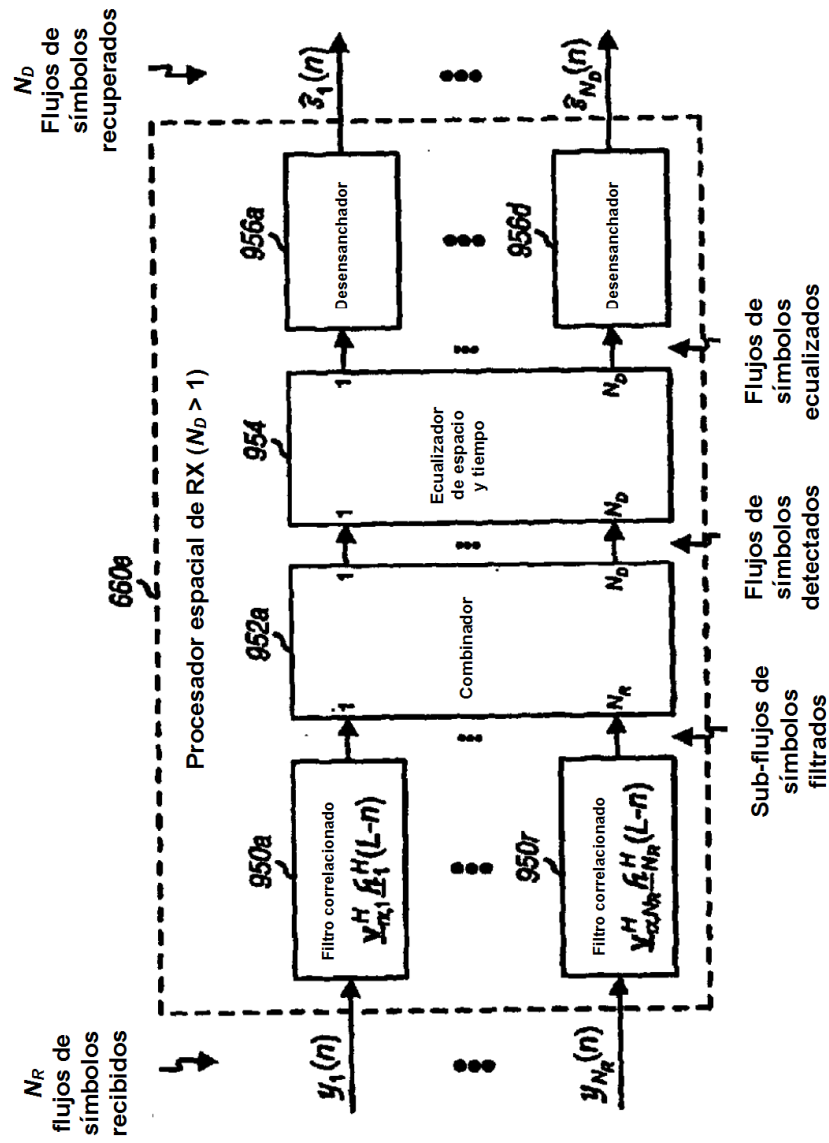


FIG. 9E

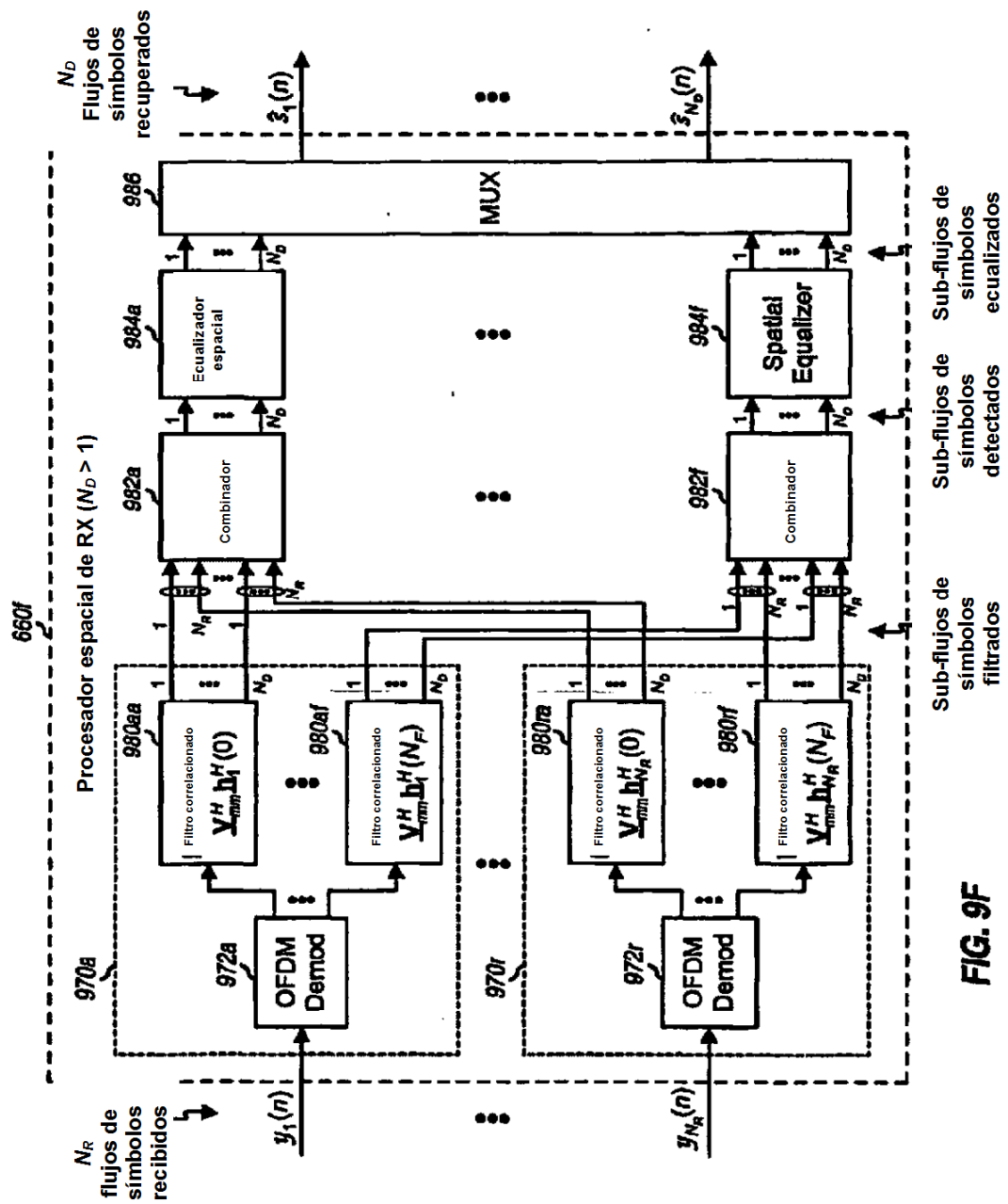


FIG. 9F

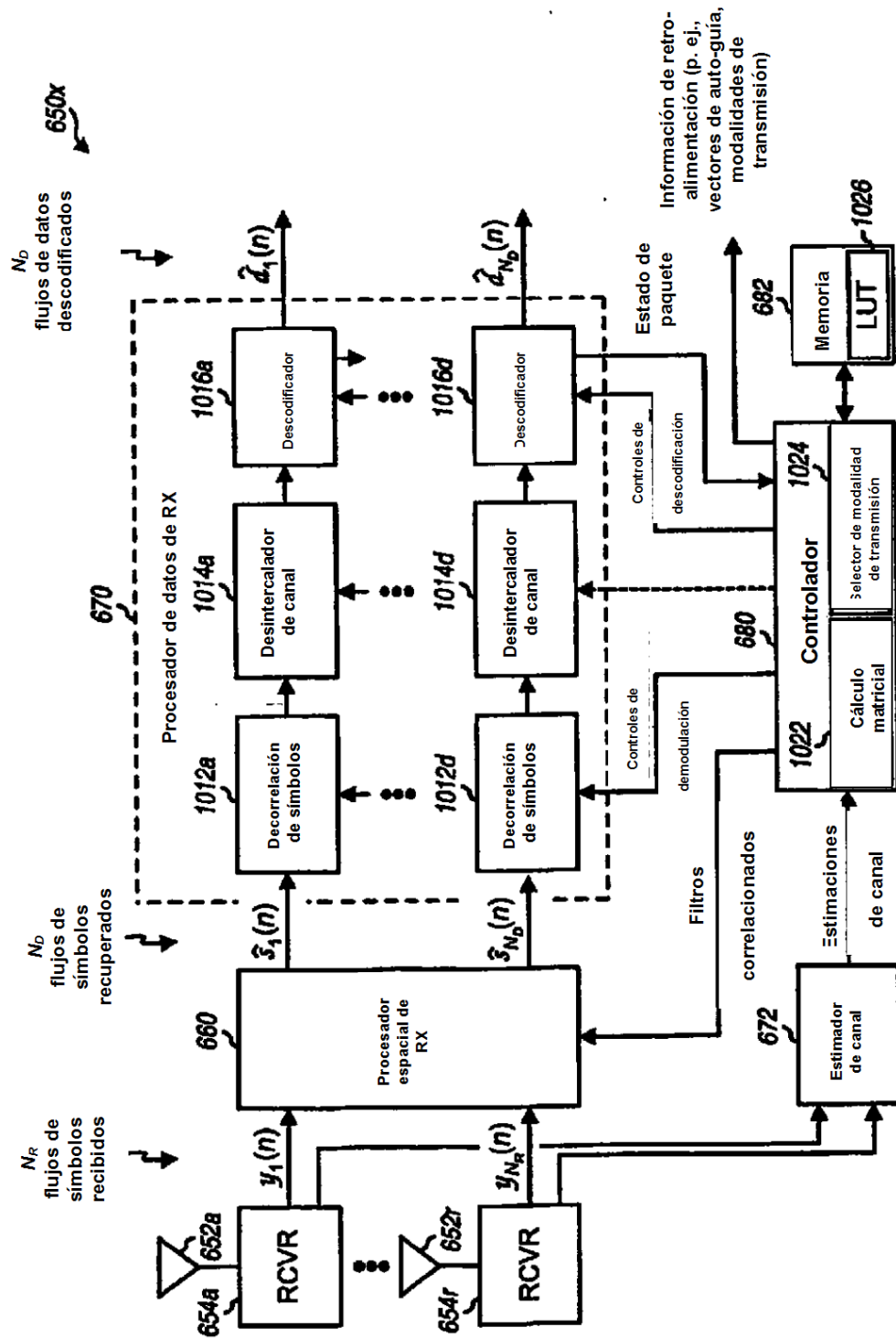


FIG. 10

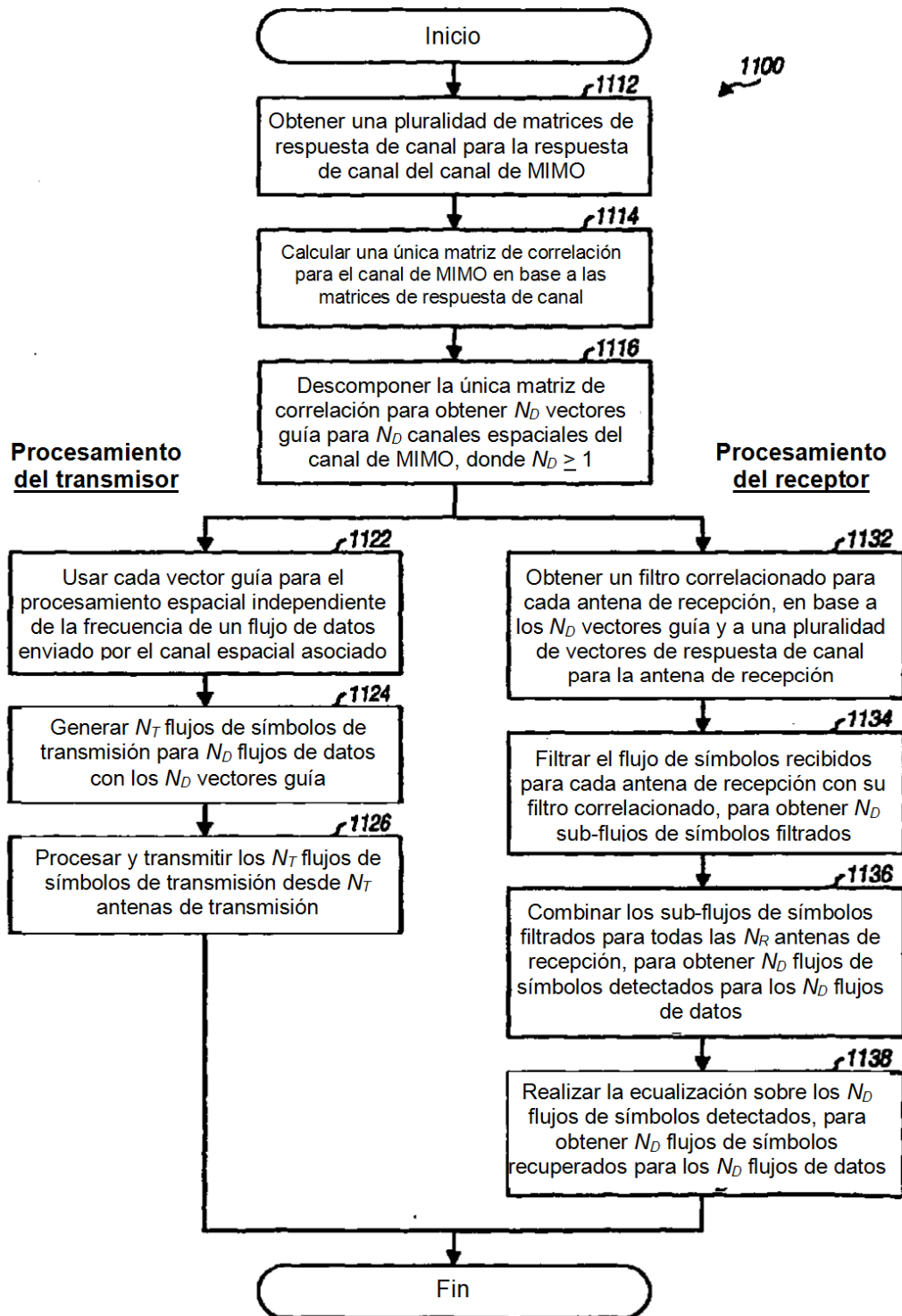


FIG. 11

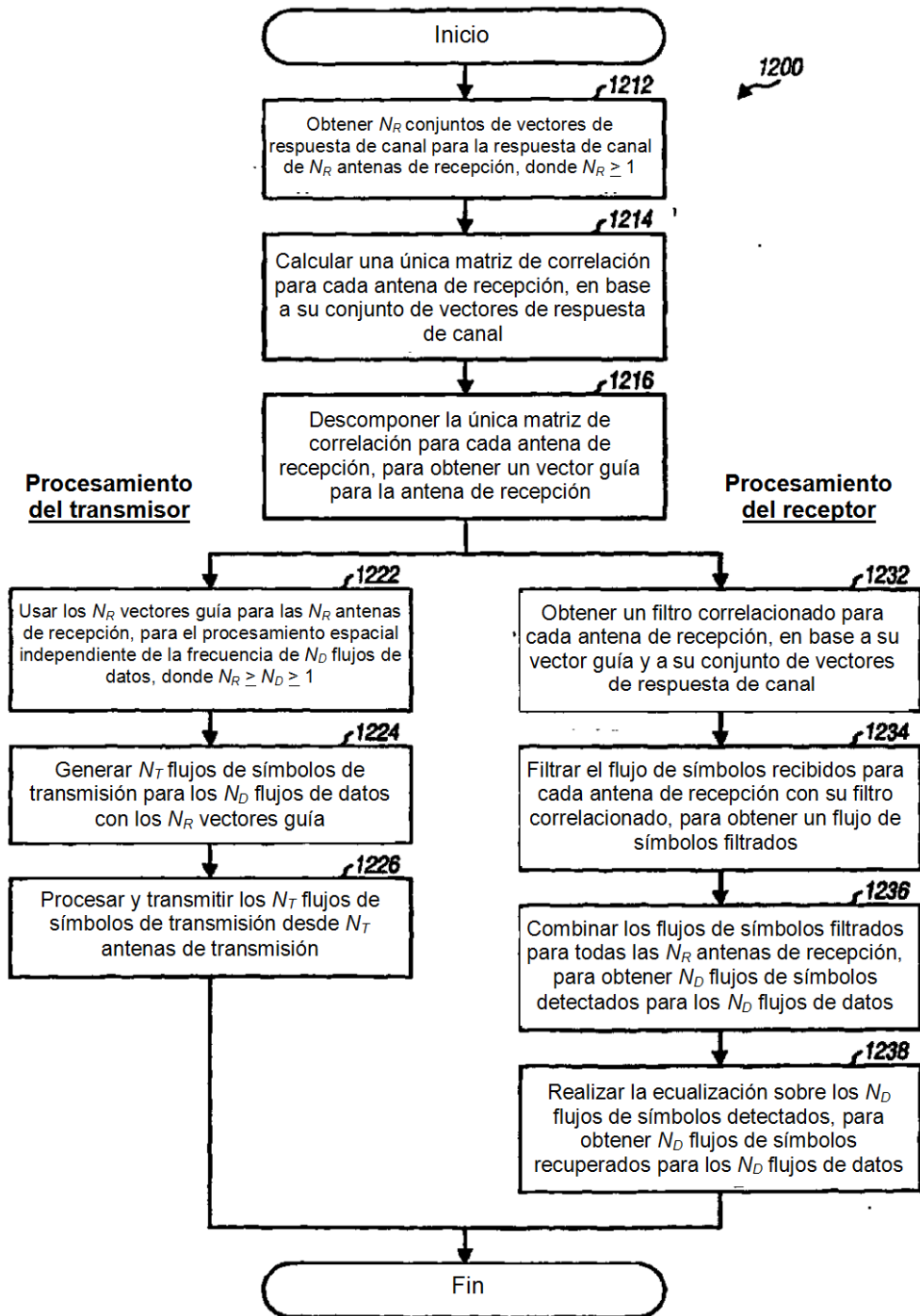


FIG. 12