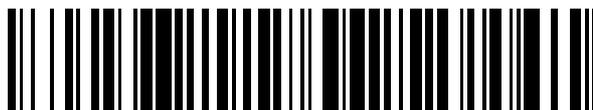


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 427 934**

51 Int. Cl.:

H04B 7/04 (2006.01)

H04B 7/06 (2006.01)

H04B 7/08 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **27.06.2005 E 05766540 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.06.2013 EP 1766807**

54 Título: **Cálculo eficaz de matrices de filtro espacial para diversidad de transmisión por orientación en un sistema de comunicaciones MIMO**

30 Prioridad:

30.06.2004 US 882491

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

04.11.2013

73 Titular/es:

**QUALCOMM INCORPORATED (100.0%)
5775 MOREHOUSE DRIVE
SAN DIEGO, CALIFORNIA 92121, US**

72 Inventor/es:

**WALLACE, MARK, S.;
WALTON, JAY, RODNEY y
HOWARD, STEVEN, J.**

74 Agente/Representante:

FÀBREGA SABATÉ, Xavier

ES 2 427 934 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

Cálculo eficaz de matrices de filtro espacial para diversidad de transmisión por orientación en un sistema de comunicaciones MIMO

ANTECEDENTES

5 I. Campo

La presente invención se refiere en general a comunicaciones y, más específicamente, a un procesamiento espacial para la transmisión de datos en un sistema de comunicaciones de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO).

II. Antecedentes

10 Un sistema MIMO utiliza múltiples (N_T) antenas de transmisión en una entidad transmisora y múltiples (N_R) antenas de recepción en una entidad receptora para la transmisión de datos. Un canal MIMO formado por las N_T antenas de transmisión y las N_R antenas de recepción puede descomponerse en N_S canales espaciales, donde $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$. Los N_S canales espaciales pueden usarse para transmitir datos en paralelo para conseguir un mayor rendimiento y/o, de manera redundante, para conseguir una mayor fiabilidad.

15 Cada canal espacial puede experimentar varias condiciones de deterioro de canal tales como, por ejemplo, desvanecimiento de la señal, multitrayectoria y efectos de interferencias. Los N_S canales espaciales también pueden experimentar diferentes condiciones de canal y pueden obtener diferentes relaciones de señal a ruido e interferencia (SNR). La SNR de cada canal espacial determina su capacidad de transmisión, que normalmente se cuantifica mediante una velocidad particular de transferencia de datos que puede transmitirse de manera fiable en el canal espacial. En un canal inalámbrico variable en el tiempo, las condiciones de canal cambian en el tiempo y la SNR de cada canal espacial también cambia en el tiempo.

20 Para mejorar el rendimiento, el sistema MIMO puede utilizar alguna forma de información de retorno mediante la cual la entidad receptora evalúa los canales espaciales y proporciona información de retorno que indica el estado del canal o la capacidad de transmisión de cada canal espacial. Después, la entidad transmisora puede ajustar la transmisión de datos en cada canal espacial basándose en la información de retorno. Sin embargo, esta información de retorno puede no estar disponible por varios motivos. Por ejemplo, el sistema puede no soportar la transmisión de información de retorno desde la entidad receptora, o el canal inalámbrico puede cambiar más rápidamente que la velocidad a la que la entidad receptora puede estimar el canal inalámbrico y/o devolver la información de retorno. En cualquier caso, si la entidad transmisora no conoce el estado del canal, entonces puede necesitar transmitir datos a una baja velocidad para que la transmisión de datos pueda descodificarse de manera fiable en la entidad receptora incluso en el peor caso de estado de canal. El rendimiento de un sistema de este tipo estaría determinado por el peor caso esperado de estado de canal, lo que no es deseable en absoluto.

25 Para mejorar el rendimiento (por ejemplo cuando la información de retorno no está disponible), la entidad transmisora puede llevar a cabo un procesamiento espacial de manera que la transmisión de datos no observe el peor caso de estado de canal durante un largo periodo de tiempo, como se describe posteriormente. Entonces puede usarse una mayor velocidad de transferencia de datos para la transmisión de datos. Sin embargo, este procesamiento espacial representa una complejidad adicional tanto para la entidad transmisora como para la entidad receptora.

30 Por lo tanto, existe una necesidad en la técnica de herramientas que lleven a cabo de manera eficaz un procesamiento espacial para mejorar el rendimiento de un sistema MIMO.

35 El documento WO 2004/038985 está dirigido a un terminal multimodo en un sistema MIMO inalámbrico. Múltiples flujos de símbolos recibidos para un segundo enlace de comunicaciones se procesan de manera espacial según un modo de multiplexación espacial seleccionado para obtener múltiples flujos de símbolos de datos recuperados. El procesamiento espacial de recepción puede basarse en los vectores propios de canal para el modo orientado y con una matriz de filtro espacial para el modo no orientado. La matriz de filtro espacial puede obtenerse para cada etapa en función de una matriz de respuesta de canal reducida y usando una técnica de inversión de matriz de correlación de canal o una técnica de mínimo error cuadrático medio.

40 El documento WO 2004/038984 está dirigido a un sistema MIMO con múltiples modos de multiplexación espacial. Un sistema MIMO soporta múltiples modos de multiplexación espacial para un mejor rendimiento y una mayor flexibilidad. Para cada conjunto de terminales de usuario seleccionados para la transmisión de datos en el enlace descendente y/o el enlace ascendente, se selecciona un modo de multiplexación espacial para el conjunto de terminales de usuario de entre los múltiples modos de multiplexación espacial soportados por el sistema.

SUMARIO

La necesidad mencionada anteriormente se satisface mediante el contenido de las reivindicaciones independientes. Realizaciones ventajosas están incluidas en las reivindicaciones dependientes.

5 En este documento se describen técnicas para calcular de manera eficaz matrices de filtro espacial usadas para el procesamiento espacial en una entidad receptora. Una entidad transmisora puede transmitir datos a través de un canal MIMO usando una transmisión de información de estado de canal total ("CSI total") o de "CSI parcial", como se describe posteriormente. La entidad transmisora también puede utilizar diversidad de transmisión por orientación (STD) para un mejor rendimiento. Con STD, la entidad transmisora lleva a cabo un procesamiento espacial con diferentes matrices de orientación, de manera que la transmisión de datos observa un conjunto de canales eficaces y no está estancada en una "mala" realización de canal durante un largo periodo de tiempo. La entidad receptora lleva a cabo un procesamiento espacial de receptor complementario para la transmisión de CSI total o de CSI parcial y para la diversidad de transmisión por orientación. Las matrices de filtro espacial usadas para el procesamiento espacial de receptor pueden calcularse de manera eficaz si el canal MIMO es relativamente estático o no cambia bruscamente.

15 Si el canal MIMO es relativamente estático en un intervalo de periodos de transmisión (por ejemplo, un intervalo de periodos de símbolo o subbandas de frecuencia), entonces las matrices de respuesta de canal para el canal MIMO en estos periodos de transmisión pueden correlacionarse en gran medida. En este caso, una matriz de filtro espacial inicial puede obtenerse en función de una matriz de respuesta de canal y una técnica de procesamiento de receptor seleccionada, como se describe posteriormente. Una matriz de filtro espacial para cada periodo de transmisión dentro de un intervalo estático puede calcularse entonces en función de la matriz de filtro espacial inicial y la matriz de orientación usada para ese periodo de transmisión.

20 Si el canal MIMO no es estático pero no cambia bruscamente, entonces las matrices de respuesta de canal para diferentes periodos de transmisión pueden correlacionarse parcialmente. En este caso, una matriz de filtro espacial $\underline{M}_x(\ell)$ puede obtenerse para un periodo de transmisión dado ℓ y usarse para obtener una matriz de filtro espacial inicial para otro periodo de transmisión m . Una matriz de filtro espacial $\underline{M}_x(m)$ para un periodo de transmisión m puede calcularse entonces en función de la matriz de filtro espacial inicial, por ejemplo usando un procedimiento iterativo. Puede repetirse el mismo procesamiento en un intervalo de periodos de transmisión de interés, de manera que cada matriz de filtro espacial recién obtenida puede usarse para calcular otra matriz de filtro espacial para otro periodo de transmisión.

30 Las matrices de orientación pueden definirse de manera que el cálculo de las matrices de filtro espacial puede simplificarse. Varios aspectos y realizaciones de la invención se describen a continuación en mayor detalle.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La Figura 1 muestra una entidad transmisora y una entidad receptora en un sistema MIMO.

La Figura 2 muestra un modelo para la transmisión de datos con diversidad de transmisión por orientación.

35 Las Figuras 3A y 3B muestran transmisiones de datos en un sistema MIMO de única portadora y un sistema MIMO de múltiples portadoras, respectivamente.

Las Figuras 4 y 5 muestran procesos para calcular matrices de filtro espacial para matrices de respuesta de canal total y parcialmente correlacionadas, respectivamente.

La Figura 6 muestra un diagrama de bloques de un punto de acceso y un terminal de usuario.

40 La Figura 7 muestra un diagrama de bloques de un procesador para el cálculo de matrices de filtro espacial.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

La expresión "a modo de ejemplo" se usa en este documento en el sentido de "que sirve como ejemplo, instancia o ilustración". Cualquier realización descrita en este documento "a modo de ejemplo" no debe considerarse necesariamente como preferida o ventajosa sobre otras realizaciones.

45 La Figura 1 muestra un diagrama de bloques simple de una entidad transmisora 110 y una entidad receptora 150 en un sistema MIMO 100. En la entidad transmisora 110, un procesador espacial de transmisión (TX) 120 lleva a cabo un procesamiento espacial en símbolos de datos (denotados mediante un vector $\underline{s}(m)$) para generar símbolos de transmisión (denotados mediante un vector $\underline{x}(m)$). Tal y como se usa en este documento, un "símbolo de datos" es un símbolo de modulación para datos, un "símbolo piloto" es un símbolo de modulación para señales piloto (que son datos conocidos a priori tanto por la entidad transmisora como por la entidad receptora), un "símbolo de

transmisión" es un símbolo que va a enviarse desde una antena de transmisión, un "símbolo recibido" es un símbolo obtenido desde una antena de recepción, y un símbolo de modulación es un valor complejo para un punto en una constelación de señales usada para un esquema de modulación (por ejemplo, M-PSK, M-QAM, etc.). El procesamiento espacial se lleva a cabo en función de matrices de orientación $\underline{V}(m)$ y, posiblemente, otras matrices. Los símbolos de transmisión son acondicionados adicionalmente por una unidad transmisora (TMTR) 122 para generar N_T señales moduladas, que se transmiten desde N_T antenas de transmisión 124 y a través de un canal MIMO.

En la entidad receptora 150, las señales moduladas transmitidas son recibidas por N_R antenas de recepción 152, y las N_R señales recibidas son acondicionadas por una unidad receptora (RCVR) 154 para obtener símbolos recibidos (denotados mediante un vector $\underline{r}(m)$). Después, un procesador espacial de recepción (RX) 160 realiza un procesamiento espacial de receptor (o filtrado adaptado espacial) en los símbolos recibidos con matrices de filtro espacial (denotadas como $\underline{M}_k(m)$) para obtener símbolos de datos "detectados" (denotados como un vector $\underline{\hat{s}}(m)$). Los símbolos de datos detectados son estimaciones de los símbolos de datos enviados por la entidad transmisora 110. El procesamiento espacial en las entidades transmisora y receptora se describe posteriormente.

Las técnicas de cálculo de matrices de filtro espacial descritas en este documento pueden usarse en un sistema MIMO de única portadora, así como en un sistema MIMO de múltiples portadoras. Pueden obtenerse múltiples portadoras con multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), multitonos discretos (DMT), otras técnicas de modulación de múltiples portadoras o de otras maneras. OFDM divide de manera eficaz el ancho de banda global del sistema en múltiples (N_F) subbandas ortogonales, que también se denominan tonos, subportadoras, contenedores y canales de frecuencia. Con OFDM, cada subbanda se asocia con una subportadora respectiva que puede modularse con datos.

En el sistema MIMO 100, el canal MIMO formado por las N_T antenas de transmisión de la entidad transmisora 110 y las N_R antenas de recepción de la entidad receptora 150 puede caracterizarse mediante una matriz $\underline{H}(m)$ de respuesta de canal $N_R \times N_T$, que puede expresarse como:

$$\underline{H}(m) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(m) & h_{1,2}(m) & \cdots & h_{1,N_T}(m) \\ h_{2,1}(m) & h_{2,2}(m) & \cdots & h_{2,N_T}(m) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1}(m) & h_{N_R,2}(m) & \cdots & h_{N_R,N_T}(m) \end{bmatrix}, \quad \text{Ec(1)}$$

donde la entrada $h_{i,j}(m)$ para $i = 1 \dots N_R$ y $j = 1 \dots N_T$, denota el acoplamiento o la ganancia de canal compleja entre la antena de transmisión j y la antena de recepción i para el periodo de transmisión m . Un periodo de transmisión puede cubrir dimensiones de tiempo y/o frecuencia. Por ejemplo, en un sistema MIMO de única portadora, un periodo de transmisión puede corresponder a un periodo de símbolo, que es el intervalo de tiempo para transmitir un símbolo de datos. En un sistema MIMO de múltiples portadoras, un periodo de transmisión puede corresponder a una subbanda en un periodo de símbolo. Un periodo de transmisión también puede cubrir múltiples periodos de símbolo y/o múltiples subbandas. Por simplicidad, se supone que el canal MIMO está en un rango completo con $N_S = N_T \leq N_R$.

El sistema MIMO puede soportar transmisión de datos usando uno o más modos de funcionamiento tales como, por ejemplo, un modo "calibrado" y un modo "no calibrado". El modo calibrado puede utilizar transmisión de CSI total, mediante lo cual los datos se transmiten en canales espaciales ortogonales (o "modos propios") del canal MIMO. El modo no calibrado puede utilizar transmisión de CSI parcial, mediante lo cual los datos se transmiten en canales espaciales del canal MIMO, por ejemplo desde antenas de transmisión individuales.

El sistema MIMO también puede utilizar diversidad de transmisión por orientación (STD) para mejorar el rendimiento. Con STD, la entidad transmisora realiza un procesamiento espacial con matrices de orientación, de manera que una transmisión de datos observa un conjunto de canales eficaces y no está estancada en una mala realización de un solo canal durante un largo periodo de tiempo. Por consiguiente, el rendimiento no está determinado por el peor caso de estado de canal.

1. Modo calibrado - Transmisión de CSI total

En la transmisión de CSI total, una descomposición en valores propios puede realizarse en una matriz de correlación de $\underline{H}(m)$ para obtener N_S modos propios de $\underline{H}(m)$, de la siguiente manera:

$$\underline{R}(m) = \underline{H}^H(m) \cdot \underline{H}(m) = \underline{E}(m) \cdot \underline{\Lambda}(m) \cdot \underline{E}^H(m) , \quad \text{Ec (2)}$$

donde $\underline{R}(m)$ es una matriz de correlación $N_T \times N_T$ de $\underline{H}(m)$;
 $\underline{E}(m)$ es una matriz unitaria $N_T \times N_T$ cuyas columnas son vectores propios de $\underline{R}(m)$;
 $\underline{A}(m)$ es una matriz diagonal $N_T \times N_T$ de valores propios de $\underline{R}(m)$; y
 *H denota una traspuesta conjugada.

5 Una matriz unitaria \underline{U} se caracteriza por la propiedad $\underline{U}^H \cdot \underline{U} = \underline{I}$, donde \underline{I} es la matriz identidad. Las columnas de una matriz unitaria son ortogonales entre sí, y cada columna tiene la potencia unidad. La matriz $\underline{E}(m)$ puede usarse en un procesamiento espacial por parte de la entidad transmisora para transmitir datos en los N_S modos propios de $\underline{H}(m)$. Los modos propios pueden considerarse canales espaciales ortogonales obtenidos mediante descomposición. Las entradas diagonales de $\underline{\Lambda}(m)$ son valores propios de $\underline{R}(m)$, que representan las ganancias de potencia de los N_S modos propios. También puede realizarse una descomposición en valores singulares para obtener matrices de vectores propios izquierdos y derechos, que pueden usarse en la transmisión de CSI total.

La entidad transmisora realiza un procesamiento espacial para la transmisión de CSI total con diversidad de transmisión por orientación de la siguiente manera:

$$\underline{x}_f(m) = \underline{E}(m) \cdot \underline{V}(m) \cdot \underline{s}(m) , \quad \text{Ec(3)}$$

15 donde $\underline{s}(m)$ es un vector $N_T \times 1$ con un máximo de N_S símbolos de datos a enviar en un periodo de transmisión m ;
 $\underline{V}(m)$ es una matriz de orientación $N_T \times N_T$ para un periodo de transmisión m ;
 $\underline{E}(m)$ es la matriz de vectores propios para un periodo de transmisión m ; y
 $\underline{x}_f(m)$ es un vector $N_T \times 1$ con N_T símbolos de transmisión a enviar desde las N_T antenas de transmisión en un periodo de transmisión m .

20 Tal y como se muestra en la ecuación (3), cada símbolo de datos en $\underline{s}(m)$ se ensancha espacialmente de manera eficaz con una columna respectiva de $\underline{V}(m)$. Si $N_S < N_T$, entonces N_S símbolos de datos en $\underline{s}(m)$ se ensanchan espacialmente con una matriz $N_S \times N_S$ $\underline{V}(m)$ para obtener N_S símbolos "ensanchados". Cada símbolo ensanchado incluye una componente de cada uno de los N_S símbolos de datos. Los N_S símbolos ensanchados del ensanchamiento espacial se envían después en los N_S modos propios de $\underline{H}(m)$. Cada matriz de orientación $\underline{V}(m)$ es una matriz unitaria y puede generarse como se describe posteriormente.

La entidad receptora obtiene símbolos recibidos en las N_R antenas de recepción, lo que puede expresarse como:

$$\begin{aligned} \underline{r}_f(m) &= \underline{H}(m) \cdot \underline{x}_f(m) + \underline{n}(m) = \underline{H}(m) \cdot \underline{E}(m) \cdot \underline{V}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}(m) , \\ &= \underline{H}_{f_eff}(m) \cdot \underline{s}(m) + \underline{n}(m) \end{aligned} \quad \text{Ec(4)}$$

30 donde $\underline{r}_f(m)$ es un vector $N_R \times 1$ con N_R símbolos recibidos obtenidos a través de las N_R antenas de recepción en un periodo de transmisión m ;
 $\underline{n}(m)$ es un vector de ruido para un periodo de transmisión m ; y
 $\underline{H}_{f_eff}(m)$ es una matriz $N_R \times N_T$ de respuesta de canal MIMO "eficaz" observada por el vector de datos $\underline{s}(m)$ para una transmisión de CSI total con diversidad de transmisión por orientación, que es:

$$\underline{H}_{f_eff}(m) = \underline{H}(m) \cdot \underline{E}(m) \cdot \underline{V}(m) . \quad \text{Ec(5)}$$

35 Por simplicidad, se supone que el ruido es ruido blanco aditivo gaussiano (AWGN) con un vector de media cero y una matriz de covarianza de $\underline{\varphi}_{nn} = \sigma^2 \cdot \underline{I}$, donde σ^2 es la varianza del ruido e \underline{I} es la matriz identidad.

La entidad receptora puede recuperar los símbolos de datos en $\underline{s}(m)$ usando varias técnicas de procesamiento de receptor. Las técnicas que pueden aplicarse en transmisiones de CSI total incluyen una técnica de CSI total y una técnica de mínimo error cuadrático medio (MMSE).

40 En la técnica de CSI total, la entidad receptora puede obtener una matriz de filtro espacial $\underline{M}_{fcsi}(m)$ de la siguiente manera:

$$\underline{M}_{fcsi}(m) = \underline{V}^H(m) \cdot \underline{\Lambda}^{-1}(m) \cdot \underline{E}^H(m) \cdot \underline{H}^H(m) . \quad \text{Ec(6)}$$

La entidad receptora puede realizar un procesamiento espacial de receptor usando $\underline{M}_{fcsi}(m)$ de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\hat{\underline{s}}_{fcsi}(m) &= \underline{\mathbf{M}}_{fcsi}(m) \cdot \underline{\mathbf{r}}_f(m) , \\ &= \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\Lambda}^{-1}(m) \cdot \underline{\mathbf{E}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}^H(m) \cdot [\underline{\mathbf{H}}(m) \cdot \underline{\mathbf{E}}(m) \cdot \underline{\mathbf{V}}(m) \cdot \underline{\mathbf{s}}(m) + \underline{\mathbf{n}}(m)] , \quad \text{Ec(7)} \\ &= \underline{\mathbf{s}}(m) + \underline{\mathbf{n}}_f(m) ,\end{aligned}$$

donde $\hat{\underline{s}}_{fcsi}(m)$ es un vector $N_T \times 1$ con N_S símbolos de datos detectados; y $\underline{\mathbf{n}}_f(m)$ es el ruido de posdetección después del procesamiento espacial de receptor.

5 En la técnica MMSE, la entidad receptora puede obtener una matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m)$ de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m) = [\underline{\mathbf{H}}_{f_eff}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}_{f_eff}(m) + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}_{f_eff}^H(m) . \quad \text{Ec(8)}$$

La matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m)$ minimiza el error cuadrático medio entre las estimaciones de símbolo del filtro espacial y los símbolos de datos en $\underline{\mathbf{s}}(m)$.

La entidad receptora puede realizar un procesamiento espacial MMSE de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\hat{\underline{s}}_{f_mmse}(m) &= \underline{\mathbf{D}}_{f_mmse}^{-1}(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m) \cdot \underline{\mathbf{r}}_f(m) , \\ &= \underline{\mathbf{D}}_{f_mmse}^{-1}(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m) \cdot [\underline{\mathbf{H}}_{f_eff}(m) \cdot \underline{\mathbf{s}}(m) + \underline{\mathbf{n}}(m)] , \quad \text{Ec(9)} \\ &= \underline{\mathbf{D}}_{f_mmse}^{-1}(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}_{f_eff}(m) \cdot \underline{\mathbf{s}}(m) + \underline{\mathbf{n}}_{f_mmse}(m) ,\end{aligned}$$

10

donde $\underline{\mathbf{D}}_{f_mmse}(m)$ es una matriz diagonal que contiene los elementos diagonales de

$$\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}_{f_eff}(m) , \text{ or } \underline{\mathbf{D}}_{f_mmse}(m) = \text{diag} [\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}_{f_eff}(m)] ;$$

y

$\underline{\mathbf{n}}_{f_mmse}(m)$ es el ruido filtrado MMSE.

15 Las estimaciones de símbolo del filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m)$ son estimaciones no normalizadas de los símbolos de datos. La multiplicación con la matriz de escalado $\underline{\mathbf{D}}_{f_mmse}(m)$ proporciona estimaciones formalizadas de los símbolos de datos.

20 La transmisión de CSI total trata de enviar datos en los modos propios de $\underline{\mathbf{H}}(m)$. Sin embargo, una transmisión de datos de CSI total puede no ser completamente ortogonal debido a, por ejemplo, una estimación imperfecta de $\underline{\mathbf{H}}(m)$, un error en la descomposición en valores propios, una precisión aritmética finita, etc. La técnica MMSE puede tener en cuenta (o "disimular") cualquier pérdida de ortogonalidad en la transmisión de datos de CSI total.

La Tabla 1 resume el procesamiento espacial en las entidades transmisora y receptora para la transmisión de CSI total con diversidad de transmisión por orientación.

Tabla 1

25

Entidad	Modo calibrado - Transmisión de CSI total	
Transmisor	$\underline{\mathbf{x}}_f(m) = \underline{\mathbf{E}}(m) \cdot \underline{\mathbf{V}}(m) \cdot \underline{\mathbf{s}}(m)$	Procesamiento espacial
	$\underline{\mathbf{H}}_{f_eff}(m) = \underline{\mathbf{H}}(m) \cdot \underline{\mathbf{E}}(m) \cdot \underline{\mathbf{V}}(m)$	Canal eficaz
CSI total de receptor	$\underline{\mathbf{M}}_{fcsi}(m) = \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\Lambda}^{-1}(m) \cdot \underline{\mathbf{E}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}^H(m)$	Matriz de filtro espacial
	$\hat{\underline{s}}_{fcsi}(m) = \underline{\mathbf{M}}_{fcsi}(m) \cdot \underline{\mathbf{r}}_f(m)$	Procesamiento espacial

Tabla 1 (continuación)

Entidad	Modo calibrado - Transmisión de CSI total	
MMSE de receptor	$\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m) = [\underline{\mathbf{H}}_{f_eff}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}_{f_eff}(m) + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}_{f_eff}^H(m)$ $\underline{\mathbf{D}}_{f_mmse}(m) = \text{diag} [\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}_{f_eff}(m)]$	Matriz de filtro espacial
	$\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{f_mmse}(m) = \underline{\mathbf{D}}_{f_mmse}^{-1}(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m) \cdot \underline{\mathbf{r}}_f(m)$	Procesamiento espacial

2. Modo no calibrado - Transmisión de CSI parcial

5 En la transmisión de CSI parcial con diversidad de transmisión por orientación, la entidad transmisora realiza un procesamiento espacial de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{x}}_p(m) = \underline{\mathbf{V}}(m) \cdot \underline{\mathbf{s}}(m) , \quad \text{Ec(10)}$$

10 donde $\underline{\mathbf{x}}_p(m)$ es el vector de datos de transmisión para un periodo de transmisión m . Tal y como se muestra en la ecuación (10), cada símbolo de datos en $\underline{\mathbf{s}}(m)$ se ensancha espacialmente con una columna respectiva de $\underline{\mathbf{V}}(m)$. Los N_T símbolos ensanchados que resultan de la multiplicación con $\underline{\mathbf{V}}(m)$ se transmiten después desde las N_T antenas de transmisión.

La entidad receptora obtiene símbolos recibidos, que pueden expresarse como:

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{r}}_p(m) &= \underline{\mathbf{H}}(m) \cdot \underline{\mathbf{x}}_p(m) + \underline{\mathbf{n}}(m) = \underline{\mathbf{H}}(m) \cdot \underline{\mathbf{V}}(m) \cdot \underline{\mathbf{s}}(m) + \underline{\mathbf{n}}(m) , \\ &= \underline{\mathbf{H}}_{p_eff}(m) \cdot \underline{\mathbf{s}}(m) + \underline{\mathbf{n}}(m) , \end{aligned} \quad \text{Ec(11)}$$

15 donde $\underline{\mathbf{r}}_p(m)$ es el vector de símbolos recibidos durante un periodo de transmisión m ; y $\underline{\mathbf{H}}_{p_eff}(m)$ es una matriz $N_R \times N_T$ de respuesta de canal MIMO eficaz observada por $\underline{\mathbf{s}}(m)$ para una transmisión de CSI parcial con diversidad de transmisión por orientación, que es:

$$\underline{\mathbf{H}}_{p_eff}(m) = \underline{\mathbf{H}}(m) \cdot \underline{\mathbf{V}}(m) . \quad \text{Ec(12)}$$

20 La entidad receptora puede recuperar los símbolos de datos en $\underline{\mathbf{s}}(m)$ usando varias técnicas de procesamiento de receptor. Las técnicas que pueden aplicarse en la transmisión de CSI parcial incluyen una técnica de inversión de matrices de correlación de canal (CCMI) (que también se denomina generalmente técnica de forzado a cero), la técnica MMSE y una técnica de cancelación sucesiva de interferencias (SIC).

En la técnica CCMI, la entidad receptora puede obtener una matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_{ccmi}(m)$ de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{M}}_{ccmi}(m) = [\underline{\mathbf{H}}_{p_eff}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}_{p_eff}(m)]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}_{p_eff}^H(m) = \underline{\mathbf{R}}_{p_eff}^{-1}(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}_{p_eff}^H(m) . \quad \text{Ec(13)}$$

La entidad receptora puede realizar un procesamiento espacial CCMI de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \hat{\underline{\mathbf{s}}}_{ccmi}(m) &= \underline{\mathbf{M}}_{ccmi}(m) \cdot \underline{\mathbf{r}}_p(m) , \\ &= \underline{\mathbf{R}}_{p_eff}^{-1}(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}_{p_eff}^H(m) \cdot [\underline{\mathbf{H}}_{p_eff}(m) \cdot \underline{\mathbf{s}}(m) + \underline{\mathbf{n}}(m)] , \\ &= \underline{\mathbf{s}}(m) + \underline{\mathbf{n}}_{ccmi}(m) , \end{aligned} \quad \text{Ec(14)}$$

donde $\underline{\mathbf{n}}_{ccmi}(m)$ es el ruido filtrado CCMI. Debido a la estructura de $\underline{\mathbf{R}}_{p_eff}(m)$, la técnica CCMI puede amplificar el ruido.

30 En la técnica MMSE, la entidad receptora puede obtener una matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_{p_mmse}(m)$, de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{M}}_{p_mmse}(m) = [\underline{\mathbf{H}}_{p_eff}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}_{p_eff}(m) + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}_{p_eff}^H(m) . \quad \text{Ec(15)}$$

La ecuación (15) para la transmisión de CSI parcial tiene la misma forma que la ecuación (8) para la transmisión de CSI total. Sin embargo, en la ecuación (15) se usa $H_{p_eff}(m)$ (en lugar de $H_{f_eff}(m)$) para la transmisión de CSI parcial.

La entidad receptora puede realizar un procesamiento espacial MMSE de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \hat{\underline{\mathbf{s}}}_{p_mmse}(m) &= \underline{\mathbf{D}}_{p_mmse}^{-1}(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{p_mmse}(m) \cdot \underline{\mathbf{r}}_p(m) , \\ &= \underline{\mathbf{D}}_{p_mmse}^{-1}(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{p_mmse}(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}_{p_eff}(m) \cdot \underline{\mathbf{s}}(m) + \underline{\mathbf{n}}_{p_mmse}(m) , \end{aligned} \quad \text{Ec(16)}$$

donde $\underline{\mathbf{D}}_{p_mmse}(m) = \text{diag}[\underline{\mathbf{M}}_{p_mmse}(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}_{p_eff}(m)]$ y $\underline{\mathbf{n}}_{p_mmse}(m)$ es el ruido filtrado MMSE para la transmisión de CSI parcial.

En la técnica SIC, la entidad receptora recupera los símbolos de datos de $\underline{\mathbf{s}}(m)$ en etapas sucesivas. Por claridad, la siguiente descripción supone que cada elemento de $\underline{\mathbf{s}}(m)$ y cada elemento de $\underline{\mathbf{r}}_p(m)$ corresponde a un flujo de símbolos de datos. La entidad receptora procesa los N_R flujos de símbolos recibidos en $\underline{\mathbf{r}}_p(m)$ en N_S etapas sucesivas para recuperar los N_S flujos de símbolos de datos en $\underline{\mathbf{s}}(m)$. Normalmente, el procesamiento SIC es tal que un paquete se recupera para un flujo y, después, otro paquete se recupera para otro flujo, etc. Por simplicidad, la siguiente descripción supone que $N_S = N_T$.

En cada etapa ℓ , donde $\ell = 1 \dots N_S$, la entidad receptora lleva a cabo un procesamiento espacial de receptor en

N_R flujos de símbolos de entrada $\underline{\mathbf{r}}_p^\ell(m)$ para esa etapa. Los flujos de símbolos de entrada para la primera etapa ($\ell = 1$) son los flujos de símbolos recibidos, o $\underline{\mathbf{r}}_p^1(m) = \underline{\mathbf{r}}_p(m)$. Los flujos de símbolos de entrada para cada etapa subsiguiente ($\ell = 2 \dots N_S$) son flujos de símbolos modificados de una etapa anterior. El procesamiento espacial de receptor para la etapa ℓ se basa en una matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_x^\ell(m)$, que puede obtenerse en función de una matriz de respuesta de canal eficaz reducida $\underline{\mathbf{H}}_{p_eff}^\ell(m)$ y, además, según la técnica CCMI, la técnica MMSE o alguna otra técnica. $\underline{\mathbf{H}}_{p_eff}^\ell(m)$ contiene $N_S - \ell + 1$ columnas en $\underline{\mathbf{H}}_{p_eff}(m)$ correspondientes a $N_S - \ell + 1$ flujos de símbolos de datos no recuperados todavía en la etapa ℓ . La entidad receptora obtiene un flujo de símbolos de datos detectados $\{\hat{\underline{\mathbf{s}}}_\ell\}$ para la etapa ℓ y procesa adicionalmente (por ejemplo, desmodula, desentrelaza y descodifica) este flujo para obtener un flujo de datos descodificado $\{\hat{\underline{\mathbf{d}}}_\ell\}$ correspondiente.

La entidad receptora estima a continuación la interferencia que el flujo de símbolos de datos $\{s_\ell\}$ provoca en los otros flujos de símbolos de datos no recuperados todavía. Para estimar la interferencia, la entidad receptora procesa (por ejemplo, recodifica, entrelaza y mapea por símbolo) el flujo de datos descodificado $\{\hat{\underline{\mathbf{d}}}_\ell\}$ de la misma manera llevada a cabo por la entidad transmisora para este flujo y obtiene un flujo de símbolos "remodulados" $\{\tilde{\underline{\mathbf{s}}}_\ell\}$, que es una estimación del flujo de símbolos de datos $\{s_\ell\}$ que acaba de recuperarse. Después, la entidad receptora lleva a cabo un procesamiento espacial en el flujo de símbolos remodulado con matrices de orientación $\underline{\mathbf{V}}(m)$ y multiplica además el resultado con matrices de respuesta de canal $\underline{\mathbf{H}}(m)$ para obtener N_R componentes de interferencia $\underline{\mathbf{i}}^\ell(m)$ generadas por el flujo $\{s_\ell\}$. Después, la entidad receptora resta las N_R componentes de

interferencia $\underline{\mathbf{i}}^\ell(m)$ de los N_R flujos de símbolos de entrada $\underline{\mathbf{r}}_p^\ell(m)$ para la etapa ℓ actual para obtener N_R flujos de símbolos de entrada $\underline{\mathbf{r}}_p^{\ell+1}(m)$ para la siguiente etapa, o $\underline{\mathbf{r}}_p^{\ell+1}(m) = \underline{\mathbf{r}}_p^\ell(m) - \underline{\mathbf{i}}^\ell(m)$. Los flujos de símbolos de entrada $\underline{\mathbf{r}}_p^{\ell+1}(m)$ representan los flujos que la entidad receptora habría recibido si el flujo de símbolos de datos $\{s_\ell\}$ no se hubiera transmitido, suponiendo que la cancelación de interferencias se ha realizado de manera eficaz. Después, la entidad receptora repite el mismo procesamiento en los N_R flujos de símbolos de entrada $\underline{\mathbf{r}}_p^{\ell+1}(m)$ para recuperar otro flujo de datos. Sin embargo, la matriz de respuesta de canal eficaz $\underline{\mathbf{H}}_{p_eff}^{\ell+1}(m)$ para la etapa subsiguiente $\ell + 1$ se

reduce en una columna correspondiente al flujo de símbolos de datos $\{s_\ell\}$ recuperado en la etapa ℓ .

En la técnica SIC, la SNR de cada flujo de símbolos de datos depende de (1) la técnica de procesamiento de receptor (por ejemplo, CCMI o MMSE) usada en cada etapa, (2) la etapa específica en la que se recupera el flujo de símbolos de datos y (3) la cantidad de interferencia debida a los flujos de símbolos de datos recuperados en etapas posteriores. En general, la SNR mejora progresivamente para flujos de símbolos de datos recuperados en etapas posteriores debido a que la interferencia de los flujos de símbolos de datos recuperados en etapas anteriores se cancela. Por tanto, esto puede permitir usar velocidades más altas en flujos de símbolos de datos recuperados en etapas posteriores.

La Tabla 2 resume el procesamiento espacial en las entidades transmisora y receptora para la transmisión de CSI parcial con diversidad de transmisión por orientación. Por simplicidad, en la Tabla 2 no se muestra la técnica SIC.

Tabla 2

Entidad	Modo no calibrado - Transmisión de CSI parcial	
Transmisor	$\underline{x}_p(m) = \underline{V}(m) \cdot \underline{s}(m)$	Procesamiento espacial
	$\underline{H}_{p_eff}(m) = \underline{H}(m) \cdot \underline{V}(m)$	Canal eficaz
CCMI de receptor	$\underline{M}_{ccmi}(m) = [\underline{H}_{p_eff}^H(m) \cdot \underline{H}_{p_eff}(m)]^{-1} \cdot \underline{H}_{p_eff}^H(m)$	Matriz de filtro espacial
	$\hat{\underline{s}}_{ccmi}(m) = \underline{M}_{ccmi}(m) \cdot \underline{r}_p(m)$	Procesamiento espacial
MMSE de receptor	$\underline{M}_{p_mmse}(m) = [\underline{H}_{p_eff}^H(m) \cdot \underline{H}_{p_eff}(m) + \sigma^2 \cdot \underline{I}]^{-1} \cdot \underline{H}_{p_eff}^H(m)$ $\underline{D}_{p_mmse}(m) = \text{diag} [\underline{M}_{p_mmse}(m) \cdot \underline{H}_{p_eff}(m)]$	Matriz de filtro espacial
	$\hat{\underline{s}}_{p_mmse}(m) = \underline{D}_{p_mmse}^{-1}(m) \cdot \underline{M}_{p_mmse}(m) \cdot \underline{r}_p(m)$	Procesamiento espacial

La Figura 2 muestra un modelo para la transmisión de datos con diversidad de transmisión por orientación. La entidad transmisora 110 realiza un procesamiento espacial (o ensanchamiento espacial) para la diversidad de transmisión por orientación (bloque 220) y un procesamiento espacial para la transmisión de CSI total o de CSI parcial (bloque 230). La entidad receptora 150 realiza un procesamiento espacial de receptor para la transmisión de CSI total o de CSI parcial (bloque 260) y un procesamiento espacial de receptor (o desensanchamiento espacial) para la diversidad de transmisión por orientación (bloque 270). Tal y como se muestra en la Figura 2, la entidad de transmisión realiza un ensanchamiento espacial para la diversidad de transmisión por orientación antes del procesamiento espacial (si lo hubiera) para la transmisión de CSI total y de CSI parcial. La entidad receptora puede realizar el procesamiento espacial de receptor complementario para una transmisión de CSI total o de CSI parcial seguida de un desensanchamiento espacial para la diversidad de transmisión por orientación.

3. Cálculo de una matriz de filtro espacial

Con la diversidad de transmisión por orientación, diferentes matrices de orientación $\underline{V}(m)$ pueden usarse para diferentes periodos de transmisión para aleatorizar el canal MIMO eficaz observado por una transmisión de datos. Por tanto, esto puede mejorar el rendimiento, ya que la transmisión de datos no observa una "mala" realización de canal MIMO durante un largo periodo de tiempo. Los periodos de transmisión pueden corresponder a periodos de símbolo de un sistema MIMO de única portadora o a subbandas de un sistema MIMO de múltiples portadoras.

La Figura 3A muestra una transmisión de CSI parcial con diversidad de transmisión por orientación para un sistema MIMO de única portadora. En este sistema, el índice de periodo de transmisión m puede ser igual a un índice de periodo de símbolo n (o $m = n$). Un vector $\underline{s}(n)$ de símbolos de datos puede transmitirse en cada periodo de símbolo n y ensancharse espacialmente con una matriz de orientación $\underline{V}(n)$ seleccionada para ese periodo de símbolo. Cada vector de símbolos de datos $\underline{s}(n)$ observa una respuesta de canal MIMO eficaz de $\underline{H}_{p_eff}(n) = \underline{H}(n) \cdot \underline{V}(n)$ y se recupera usando una matriz de filtro espacial $\underline{M}_x(n)$.

La Figura 3B muestra una transmisión de CSI parcial con diversidad de transmisión por orientación en un sistema

MIMO de múltiples portadoras. En este sistema, el índice de periodo de transmisión m puede ser igual a un índice de subbanda k (o $m = k$). En cada periodo de símbolo, un vector $\underline{s}(k)$ de símbolos de datos puede transmitirse en cada subbanda k y ensancharse espacialmente con una matriz de orientación $\underline{V}(k)$ seleccionada para esa subbanda. Cada vector de símbolos de datos $\underline{s}(k)$ observa una respuesta de canal MIMO eficaz de $\underline{H}_{p_eff}(k) = \underline{H}(k) \cdot \underline{V}(k)$ y se recupera usando una matriz de filtro espacial $\underline{M}_x(k)$. El vector $\underline{s}(k)$ y las matrices $\underline{V}(k)$, $\underline{H}(k)$ y $\underline{M}_x(k)$ se obtienen además en función del periodo de símbolo n , pero esto no se muestra por simplicidad.

Tal y como se muestra en las Figura 3A y 3B, si se usan diferentes matrices de orientación para diferentes periodos de transmisión, entonces las matrices de filtro espacial usadas por la entidad receptora se obtienen en función del índice de periodo de transmisión m . Eso se cumple incluso si la matriz de respuesta de canal $\underline{H}(m)$ es fija o constante en un intervalo de periodos de transmisión. Por ejemplo, en un sistema MIMO de múltiples portadoras, $\underline{H}(k)$ puede fijarse a través de un conjunto de subbandas para un canal MIMO de desvanecimiento uniforme con una respuesta de frecuencia uniforme. Como otro ejemplo, en un sistema MIMO de única portadora, $\underline{H}(n)$ puede fijarse en un intervalo de tiempo dado para un canal MIMO sin desvanecimiento temporal. Este intervalo de tiempo puede corresponder a toda o a una parte de la duración de tiempo usada para transmitir un bloque de símbolos de datos que se codifica y se descodifica como un bloque.

Normalmente hay un grado de correlación entre las matrices de respuesta de canal para periodos de transmisión adyacentes, por ejemplo entre $\underline{H}(m)$ y $\underline{H}(m \pm 1)$. Esta correlación puede utilizarse para simplificar el cálculo de las matrices de filtro espacial en la entidad receptora. El cálculo se describe a continuación para dos casos: correlación total y correlación parcial.

20 **A. Correlación total**

Con la correlación total, la matriz de respuesta de canal para el canal MIMO se fija en un intervalo de índices de periodos de transmisión de interés, por ejemplo para $m = 1 \dots M$, donde M puede ser cualquier valor entero mayor que uno. Por tanto, $\underline{H}(1) = \underline{H}(2) = \dots = \underline{H}(M) = \underline{H}$.

En la técnica de CSI total, la matriz de filtro espacial $\underline{M}_{fcsi}(m)$ con matrices de respuesta de canal correlacionadas puede expresarse como:

$$\underline{M}_{fcsi}(m) = \underline{V}^H(m) \cdot \underline{\Lambda}^{-1} \cdot \underline{E}^H \cdot \underline{H}^H \quad \text{Ec(17)}$$

La matriz de filtro espacial $\underline{M}_{fcsi}(m)$ puede calcularse entonces como:

$$\underline{M}_{fcsi}(m) = \underline{V}^H(m) \cdot \underline{M}_{fcsi_base} \quad , \quad \text{para } m = 1 \dots M, \quad \text{Ec(18)}$$

donde $\underline{M}_{fcsi_base} = \underline{\Lambda}^{-1} \cdot \underline{E}^H \cdot \underline{H}^H$ es una matriz de filtro espacial base, que es la matriz de filtro espacial para la técnica de CSI total sin diversidad de transmisión por orientación. La matriz de filtro espacial base $\underline{M}_{fcsi_base}$ no se obtiene en función de un periodo de transmisión m , ya que la matriz de respuesta de canal \underline{H} es fija. La ecuación (18) indica que la matriz de filtro espacial $\underline{M}_{fcsi}(m)$ para cada periodo de transmisión m puede obtenerse multiplicando previamente la matriz de filtro espacial base $\underline{M}_{fcsi_base}$ por la matriz de orientación $\underline{V}^H(m)$ usada para ese periodo de transmisión.

35 Como alternativa, la matriz de filtro espacial $\underline{M}_{fcsi}(m)$ puede calcularse como:

$$\underline{M}_{fcsi}(m) = \underline{W}_1(m) \cdot \underline{M}_{fcsi}(1) \quad , \quad \text{para } m = 2 \dots M, \quad \text{Ec(19)}$$

donde $\underline{M}_{fcsi}(1) = \underline{V}^H(1) \cdot \underline{\Lambda}^{-1} \cdot \underline{E}^H \cdot \underline{H}^H$ y $\underline{W}_1(m) = \underline{V}^H(m) \cdot \underline{V}(1)$. La ecuación (19) indica que la matriz de filtro espacial $\underline{M}_{fcsi}(m)$ para cada periodo de transmisión m puede obtenerse multiplicando previamente la matriz de filtro espacial $\underline{M}_{ccmi}(1)$, para el periodo de transmisión 1, por la matriz $\underline{W}_1(m)$. Las matrices $\underline{W}_1(m)$, para $m = 2 \dots M$, son matrices unitarias, cada una de las cuales se obtiene multiplicando dos matrices de orientación unitarias $\underline{V}(m)$ y $\underline{V}(1)$. Las matrices $\underline{W}_1(m)$ pueden calcularse previamente y almacenarse en una memoria.

En la técnica MMSE para la transmisión de CSI total, la matriz de filtro espacial $\underline{M}_{f_mmse}(m)$ con matrices de respuesta de canal totalmente correlacionadas puede expresarse como:

$$\begin{aligned}
 \underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m) &= [\underline{\mathbf{H}}_{f_eff}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}_{f_eff}(m) + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}_{f_eff}^H(m) , \\
 &= [\underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{E}} \cdot \underline{\mathbf{V}}(m) + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H , \quad \text{Ec(20)} \\
 &= \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot [\underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{E}} + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H .
 \end{aligned}$$

La ecuación (20) se obtiene usando las propiedades: $(\underline{\mathbf{A}} \cdot \underline{\mathbf{B}})^{-1} = \underline{\mathbf{B}}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{A}}^{-1}$ y $\underline{\mathbf{V}} \cdot \underline{\mathbf{V}}^H = \underline{\mathbf{I}}$. El término entre corchetes en la segunda igualdad de la ecuación (20) puede expresarse como:

$$\begin{aligned}
 [\underline{\mathbf{V}}^H \cdot \underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{E}} \cdot \underline{\mathbf{V}} + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}] &= [\underline{\mathbf{V}}^H (\underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{E}} + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{V}} \cdot \underline{\mathbf{I}} \cdot \underline{\mathbf{V}}^H) \cdot \underline{\mathbf{V}}] , \\
 &= [\underline{\mathbf{V}}^H (\underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{E}} + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}) \cdot \underline{\mathbf{V}}] ,
 \end{aligned}$$

5 donde "(m)" se ha omitido para una mayor claridad. La inversa del término de la segunda igualdad anterior puede expresarse entonces como:

$$[\underline{\mathbf{V}}^H (\underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{E}} + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}) \cdot \underline{\mathbf{V}}]^{-1} = [\underline{\mathbf{V}}^H (\underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{E}} + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}})^{-1} \cdot \underline{\mathbf{V}}] ,$$

donde $\underline{\mathbf{V}}^H = \underline{\mathbf{V}}^{-1}$.

La matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m)$ puede calcularse como:

$$\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m) = \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{f_mmse_base} , \quad \text{para } m = 1 \dots M , \quad \text{Ec(21)}$$

10 donde $\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse_base} = [\underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{E}} + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$. De manera similar a la técnica de CSI total, la matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m)$ para el periodo de transmisión m puede obtenerse multiplicando previamente la matriz de filtro espacial base $\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse_base}$ por la matriz de orientación $\underline{\mathbf{V}}^H(m)$. La matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m)$ también puede calcularse como:

$$\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m) = \underline{\mathbf{W}}_1(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(1) , \quad \text{para } m = 2 \dots M , \quad \text{Ec(22)}$$

15 donde $\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(1) = \underline{\mathbf{V}}^H(1) \cdot [\underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{E}} + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$.

En la técnica CCMI, la matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_{ccmi}(m)$ con matrices de respuesta de canal totalmente correlacionadas puede expresarse como:

$$\begin{aligned}
 \underline{\mathbf{M}}_{ccmi}(m) &= [\underline{\mathbf{H}}_{p_eff}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}_{p_eff}(m)]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}_{p_eff}^H(m) , \\
 &= [\underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{V}}(m)]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}^H , \\
 &= [\underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{R}} \cdot \underline{\mathbf{V}}(m)]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}^H , \quad \text{Ec(23)} \\
 &= \underline{\mathbf{V}}^{-1}(m) \cdot \underline{\mathbf{R}}^{-1} \cdot [\underline{\mathbf{V}}^H(m)]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}^H , \\
 &= \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{R}}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H ,
 \end{aligned}$$

20 donde $[\underline{\mathbf{V}}^H(m)]^{-1} = \underline{\mathbf{V}}(m)$ ya que $\underline{\mathbf{V}}(m)$ es una matriz unitaria.

La matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_{ccmi}(m)$ puede calcularse por tanto como:

$$\underline{\mathbf{M}}_{ccmi}(m) = \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{ccmi_base} , \quad \text{para } m = 1 \dots M , \quad \text{Ec(24)}$$

donde $\underline{\mathbf{M}}_{ccmi_base} = \underline{\mathbf{R}}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$. La matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_{ccmi}(m)$ también puede calcularse como:

$$\underline{\mathbf{M}}_{ccmi}(m) = \underline{\mathbf{W}}_1(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{ccmi}(1) , \quad \text{para } m = 2 \dots M , \quad \text{Ec(25)}$$

25 donde $\underline{\mathbf{M}}_{ccmi}(1) = \underline{\mathbf{V}}^H(1) \cdot \underline{\mathbf{R}}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$.

En la técnica MMSE para la transmisión de CSI parcial, la matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_{p_mmse}(m)$ con matrices de respuesta de canal totalmente correlacionadas puede expresarse como:

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{M}}_{p_mmse}(m) &= [\underline{\mathbf{H}}_{p_eff}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}_{p_eff}(m) + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}_{p_eff}^H(m) , \\ &= [\underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{V}}(m) + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{H}}^H , \quad \text{Ec(26)} \\ &= \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot [\underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H .\end{aligned}$$

La ecuación (26) puede obtenerse de manera similar a la anterior ecuación (20).

5 La matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_{p_mmse}(m)$ puede calcularse como:

$$\underline{\mathbf{M}}_{p_mmse}(m) = \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{p_mmse_base} , \quad \text{para } m = 1 \dots M, \quad \text{Ec(27)}$$

donde $\underline{\mathbf{M}}_{p_mmse_base} = [\underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$. La matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_{p_mmse}(m)$ también puede calcularse como:

$$\underline{\mathbf{M}}_{p_mmse}(m) = \underline{\mathbf{W}}_1(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{p_mmse}(1) , \quad \text{para } m = 2 \dots M, \quad \text{Ec(28)}$$

donde $\underline{\mathbf{M}}_{p_mmse}(1) = \underline{\mathbf{V}}^H(1) \cdot [\underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$.

10 La Tabla 3 resume el cálculo de las matrices de filtro espacial para transmisiones de CSI total y de CSI parcial con matrices de respuesta de canal totalmente correlacionadas en periodos de transmisión $m = 1 \dots M$.

Tabla 3 - Matrices de filtro espacial con correlación total

Modo	Matriz de filtro espacial	Técnica
CSI total	$\underline{\mathbf{M}}_{fcsi_base} = \underline{\Delta}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$, y $\underline{\mathbf{M}}_{fcsi}(m) = \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{fcsi_base}$	CSI total
	$\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse_base} = [\underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{E}} + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{E}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$, y $\underline{\mathbf{M}}_{f_mmse}(m) = \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{f_mmse_base}$	MMSE
CSI parcial	$\underline{\mathbf{M}}_{ccmi_base} = \underline{\mathbf{R}}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$, y $\underline{\mathbf{M}}_{ccmi}(m) = \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{ccmi_base}$	CCMI
	$\underline{\mathbf{M}}_{p_mmse_base} = [\underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} + \sigma^2 \cdot \underline{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H$, y $\underline{\mathbf{M}}_{p_mmse}(m) = \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{p_mmse_base}$	MMSE

15 En general, la matriz de filtro espacial para un periodo de transmisión m puede calcularse como $\underline{\mathbf{M}}_x(m) = \underline{\mathbf{V}}^H(m) \cdot \underline{\mathbf{M}}_{x_base}$, donde el subíndice "x" denota la técnica de procesamiento de receptor y puede ser "fcsi", "f_mmse", "ccmi" o "p_mmse". La matriz de filtro espacial base $\underline{\mathbf{M}}_{x_base}$ puede calcularse como si no se usara diversidad de transmisión por orientación.

20 La Figura 4 muestra un diagrama de flujo de un proceso 400 para calcular matrices de filtro espacial con matrices de respuesta de canal totalmente correlacionadas en periodos de transmisión $m = 1 \dots M$. En primer lugar se calcula una matriz de filtro espacial inicial $\underline{\mathbf{M}}_{x_init}$ (bloque 412). Esta matriz de filtro espacial inicial puede ser la matriz de filtro espacial base $\underline{\mathbf{M}}_{x_base}$ que se obtiene en función de (1) la matriz de respuesta de canal $\underline{\mathbf{H}}$ y (2) la técnica de procesamiento de receptor seleccionada para su uso (por ejemplo, CSI total, MMSE para CSI total, CCMI o MMSE para CSI parcial). Como alternativa, la matriz de filtro espacial inicial puede ser la matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_x(1)$ para el periodo de transmisión $m = 1$, que puede obtenerse en función de $\underline{\mathbf{H}}$ y $\underline{\mathbf{V}}(1)$.

25 El índice de periodo de transmisión m se fija entonces a 1 si $\underline{\mathbf{M}}_{x_init} = \underline{\mathbf{M}}_{x_base}$ (como se muestra en la Figura 4) o se fija a 2 si $\underline{\mathbf{M}}_{x_init} = \underline{\mathbf{M}}_x(1)$ (bloque 414). La matriz de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_x(m)$ para el periodo de transmisión m se calcula entonces en función de la matriz de filtro espacial inicial $\underline{\mathbf{M}}_{x_init}$ y la matriz de orientación $\underline{\mathbf{V}}(m)$ usada en un periodo de transmisión m (bloque 416). En particular, $\underline{\mathbf{M}}_x(m)$ puede calcularse en función de $\underline{\mathbf{M}}_{x_base}$ y $\underline{\mathbf{V}}(m)$ o $\underline{\mathbf{M}}_x(1)$ y $\underline{\mathbf{W}}_1(m)$, como se ha descrito anteriormente. Después se determina si $m < M$ (bloque 420). Si la respuesta es 'sí', entonces
30 el índice m se incrementa (bloque 422) y el proceso vuelve al bloque 416 para calcular la matriz de filtro espacial para otro periodo de transmisión. En caso contrario, si $m = M$ en el bloque 420, entonces las matrices de filtro espacial $\underline{\mathbf{M}}_x(1)$ a $\underline{\mathbf{M}}_x(M)$ se usan para el procesamiento espacial de receptor de los vectores de símbolos recibidos $\underline{\mathbf{r}}_x(1)$ a $\underline{\mathbf{r}}_x(M)$, respectivamente (bloque 424). Aunque no se muestra en la Figura 4 por simplicidad, cada matriz de filtro espacial puede usarse en el procesamiento espacial de receptor tanto pronto como se genere la matriz de filtro
35 espacial $\underline{\mathbf{M}}_x(m)$ y se obtenga el vector de símbolos recibidos $\underline{\mathbf{r}}_x(m)$.

En la transmisión de CSI total, el procesamiento espacial en la entidad transmisora también puede simplificarse

como: $\underline{x}(m) = \underline{E} \cdot \underline{V}(m) \cdot \underline{s}(m)$. Puede calcularse una matriz $\underline{E} \cdot \underline{V}(m)$ para cada periodo de transmisión m en función de la matriz de orientación $\underline{V}(m)$ para ese periodo de transmisión y la matriz \underline{E} , que no depende del periodo de transmisión para el caso de correlación total.

B. Correlación parcial

5 Con la correlación parcial, las matrices de respuesta de canal para el canal MIMO no están correlacionadas totalmente en un intervalo de índices de periodos de transmisión de interés. En este caso, una matriz de filtro espacial calculada para un periodo de transmisión ℓ puede usarse para facilitar el cálculo de una matriz de filtro espacial para otro periodo de transmisión m .

10 En una realización, una matriz de filtro espacial base $\underline{M}_{x_base}(\ell)$ para un periodo de transmisión ℓ se obtiene a partir de una matriz de filtro espacial $\underline{M}_x(\ell)$ calculada para el periodo de transmisión ℓ eliminando la matriz de orientación $\underline{V}(\ell)$ usada para el periodo de transmisión ℓ de la siguiente manera:

$$\underline{M}_{x_base}(\ell) = \underline{V}(\ell) \cdot \underline{M}_x(\ell) \quad \text{Ec(29)}$$

15 La matriz de filtro espacial base $\underline{M}_{x_base}(\ell)$ se usa entonces para obtener una matriz de filtro espacial base $\underline{M}_{x_base}(m)$ para un periodo de transmisión m (por ejemplo, $m = \ell \pm 1$). $\underline{M}_{x_base}(m)$ puede calcularse, por ejemplo, usando un procedimiento o algoritmo iterativo que lleva a cabo de manera iterativa un conjunto de cálculos en $\underline{M}_{x_base}(\ell)$ para obtener una solución final para $\underline{M}_{x_base}(m)$. En la técnica se conocen procedimientos iterativos para calcular una solución MMSE (por ejemplo, algoritmos MMSE adaptativos, algoritmos de gradiente, algoritmos reticulares, etc.) y no se describen en este documento. La matriz de filtro espacial $\underline{M}_x(m)$ para un periodo de transmisión m puede calcularse como:

$$20 \quad \underline{M}_x(m) = \underline{V}^H(m) \cdot \underline{M}_{x_base}(m) \quad \text{Ec(30)}$$

25 Por tanto, el orden de procesamiento para esta realización puede expresarse como: $\underline{M}_x(\ell) \rightarrow \underline{M}_{x_base}(\ell) \Rightarrow \underline{M}_{x_base}(m) \rightarrow \underline{M}_x(m)$, donde " \rightarrow " denota un cálculo directo y " \Rightarrow " denota un posible cálculo iterativo. Las matrices de filtro espacial base $\underline{M}_{x_base}(\ell)$ y $\underline{M}_{x_base}(m)$ no contienen matrices de orientación, mientras que las matrices de filtro espacial $\underline{M}_x(\ell)$ y $\underline{M}_x(m)$ contienen matrices de orientación $\underline{V}(\ell)$ y $\underline{V}(m)$ usadas en periodos de transmisión ℓ y m , respectivamente.

En otra realización, la matriz de filtro espacial $\underline{M}_x(m)$ para un periodo de transmisión m se calcula usando un procedimiento iterativo que lleva a cabo de manera iterativa un conjunto de cálculos según una suposición inicial $\underline{\tilde{M}}_x(m)$. La suposición inicial puede obtenerse a partir de la matriz de filtro espacial $\underline{M}_x(\ell)$ obtenida para el periodo de transmisión ℓ , de la siguiente manera:

$$30 \quad \underline{\tilde{M}}_x(m) = \underline{W}_\ell(m) \cdot \underline{M}_x(\ell) \quad \text{Ec(31)}$$

donde $\underline{W}_\ell(m) = \underline{V}^H(m) \cdot \underline{V}(\ell)$. El orden de procesamiento para esta realización puede expresarse como: $\underline{M}_x(\ell) \rightarrow \underline{\tilde{M}}_x(m) \Rightarrow \underline{M}_x(m)$. Las matrices de filtro espacial $\underline{\tilde{M}}_x(m)$ y $\underline{M}_x(m)$ pueden contener la matriz de orientación $\underline{V}(m)$ usada para el periodo de transmisión m .

35 En las realizaciones anteriores, $\underline{M}_{x_base}(\ell)$ y $\underline{\tilde{M}}_x(m)$ pueden considerarse como las matrices de filtro espacial iniciales usadas para obtener la matriz de filtro espacial $\underline{M}_x(m)$ para un nuevo periodo de transmisión m . En general, la cantidad de correlación entre $\underline{M}_x(\ell)$ y $\underline{M}_x(m)$ depende de la cantidad de correlación entre $\underline{M}_{x_base}(\ell)$ y $\underline{M}_{x_base}(m)$, que depende de la cantidad de correlación entre $\underline{H}(\ell)$ y $\underline{H}(m)$ para periodos de transmisión ℓ y m . Un mayor grado de correlación puede dar como resultado una convergencia más rápida hacia la solución final para $\underline{M}_x(\ell)$.

40 La Figura 5 muestra un diagrama de flujo de un proceso 500 para calcular matrices de filtro espacial con matrices de respuesta de canal parcialmente correlacionadas para periodos de transmisión $m = 1 \dots M$. Los índices para el periodo de transmisión actual y el periodo de transmisión siguiente se inicializan como $\ell = 1$ y $m = 2$ (bloque 512). Una matriz de filtro espacial $\underline{M}_x(\ell)$ se calcula para el periodo de transmisión ℓ según la técnica de procesamiento de receptor seleccionada para su uso (bloque 514). Después se calcula una matriz de filtro espacial inicial \underline{M}_{x_init} para el periodo de transmisión m en función de la matriz de filtro espacial $\underline{M}_x(\ell)$ y la(s) matriz/matrices de

orientación apropiada(s) $\underline{V}(\ell)$ y $\underline{V}(m)$, por ejemplo como se muestra en la ecuación (29) o (31) (bloque 516). La matriz de filtro espacial $\underline{M}_x(m)$ para un periodo de transmisión m se calcula después en función de la matriz de filtro espacial inicial \underline{M}_{x_init} por ejemplo usando un procedimiento iterativo (bloque 518).

- 5 Después se determina si $m < M$ (bloque 520). Si la respuesta es 'sí' entonces los índices ℓ y m se actualizan, por ejemplo $\ell = m$ y $m = m + 1$ (bloque 522). Después, el proceso vuelve al bloque 516 para calcular una matriz de filtro espacial para otro periodo de transmisión. En caso contrario, si se han calculado todas las matrices de filtro espacial, de la manera determinada en el bloque 520, entonces las matrices de filtro espacial $\underline{M}_x(1)$ a $\underline{M}_x(M)$ se usan en el procesamiento espacial de receptor de los vectores de símbolos recibidos $\underline{r}_x(1)$ a $\underline{r}_x(M)$, respectivamente (bloque 524).
- 10 Por simplicidad, la Figura 5 muestra el cálculo de M matrices de filtro espacial para M periodos de transmisión consecutivos $m = 1 \dots M$. No es necesario que los periodos de transmisión sean contiguos. En general, una matriz de filtro espacial obtenida para un periodo de transmisión ℓ se usa para obtener una suposición inicial de una matriz de filtro espacial para otro periodo de transmisión m , donde ℓ y m pueden ser cualquier valor de índice.

4. Matrices de orientación

- 15 Un conjunto de matrices de orientación (o matrices de transmisión) puede generarse y usarse para la diversidad de transmisión por orientación. Estas matrices de orientación pueden denotarse como $\{\underline{V}\}$ o $\underline{V}(i)$ para $i = 1 \dots L$, donde L puede ser cualquier entero mayor que uno. Cada matriz de orientación $\underline{V}(i)$ debe ser una matriz unitaria. Esta condición garantiza que los N_T símbolos de datos transmitidos simultáneamente usando $\underline{V}(i)$ tengan la misma potencia y sean ortogonales entre sí después del ensanchamiento espacial con $\underline{V}(i)$.
- 20 El conjunto de L matrices de orientación puede generarse de varias maneras. Por ejemplo, las L matrices de orientación pueden generarse en función de una matriz base unitaria y un conjunto de escalares. La matriz base puede usarse como una de las L matrices de orientación. Las otras $L-1$ matrices de orientación pueden generarse multiplicando las filas de la matriz base por diferentes combinaciones de escalares. Cada escalar puede ser cualquier valor real o complejo. Los escalares se seleccionan para tener una magnitud unitaria, de manera que las matrices de orientación generadas con estos escalares son matrices unitarias.
- 25

La matriz base puede ser una matriz de Walsh. Una matriz de Walsh 2×2 , $\underline{W}_{2 \times 2}$, y una matriz Walsh de mayor tamaño, $\underline{W}_{2N \times 2N}$, pueden expresarse como:

$$\underline{W}_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad \underline{W}_{2N \times 2N} = \begin{bmatrix} \underline{W}_{N \times N} & \underline{W}_{N \times N} \\ \underline{W}_{N \times N} & -\underline{W}_{N \times N} \end{bmatrix}. \quad \text{Ec(32)}$$

Las matrices de Walsh tienen dimensiones que son potencias de dos (por ejemplo, 2, 4, 8, etc.)

- 30 La matriz base también puede ser una matriz de Fourier. En una matriz de Fourier $N \times N$, $\underline{D}_{N \times N}$, el elemento $d_{n,m}$ de la n -ésima fila y la m -ésima columna de $\underline{D}_{N \times N}$ puede expresarse como:

$$d_{n,m} = e^{-j2\pi \frac{(n-1)(m-1)}{N}}, \quad \text{para } n = \{1 \dots N\} \quad \text{y} \quad m = \{1 \dots N\}. \quad \text{Ec(33)}$$

Pueden formarse matrices de Fourier de cualquier dimensión cuadrada (por ejemplo, 2, 3, 4, 5, etc.). Otras matrices también pueden usarse como la matriz base.

- 35 En una matriz base $N \times N$, cada una de las filas 2 a N de la matriz base puede multiplicarse de manera independiente por uno de K posibles escalares diferentes. Pueden obtenerse K^{N-1} matrices de orientación diferentes a partir de K^{N-1} permutaciones diferentes de los K escalares para $N-1$ filas. Por ejemplo, cada una de las filas 2 a N puede multiplicarse de manera independiente por uno de los siguientes escalares: $+1$, -1 , $+j$ o $-j$. Para $N = 4$ y $K = 4$, pueden generarse 64 matrices de orientación diferentes a partir de una matriz base 4×4 con cuatro escalares diferentes. En general, cada fila de la matriz base puede multiplicarse por cualquier escalar que tenga la forma $e^{j\theta}$, donde θ puede ser cualquier valor de fase. Cada elemento de una matriz base $N \times N$ multiplicada con escalares se escala además en $1/\sqrt{N}$ para obtener una matriz de orientación $N \times N$ que tiene la potencia unidad para cada columna.
- 40

- 45 Las matrices de orientación obtenidas en función de una matriz de Walsh (o una matriz de Fourier 4×4) tienen determinadas propiedades deseables. Si las filas de la matriz de Walsh se multiplican por escalares como ± 1 y $\pm j$, entonces cada elemento de una matriz de orientación resultante es $+1$, -1 , $+j$ o $-j$. En este caso, la multiplicación de

un elemento (o "peso") de una matriz de filtro espacial por un elemento de la matriz de orientación puede realizarse simplemente con una manipulación de bits. Si los elementos de las matrices de orientación L pertenecen a un conjunto compuesto por $\{+1, -1, +j, -j\}$, entonces el cálculo para obtener las matrices de filtro espacial para el caso de correlación total puede simplificarse en gran medida.

5. Sistema MIMO

La Figura 6 muestra un diagrama de bloques de un punto de acceso 610 y de un terminal de usuario 650 en un sistema MIMO 600. El punto de acceso 610 está equipado con N_{ap} antenas que pueden usarse para la transmisión y recepción de datos, y el terminal de usuario 650 está equipado con N_{ut} antenas, donde $N_{ap} > 1$ y $N_{ut} > 1$.

En el enlace descendente, en el punto de acceso 610, un procesador de datos TX 620 recibe y procesa (codifica, entrelaza y mapea por símbolo) datos de tráfico/paquete y datos de control/información y proporciona símbolos de datos. Un procesador espacial TX 630 lleva a cabo un procesamiento espacial en los símbolos de datos con matrices de orientación $\underline{V}(m)$ y, posiblemente, matrices de vectores propios $\underline{E}(m)$ para el enlace descendente, por ejemplo como se muestra en las Tablas 1 y 2. El procesador espacial TX 630 también multiplexa símbolos piloto, según sea apropiado, y proporciona N_{ap} flujos de símbolos de transmisión a N_{ap} unidades transmisoras 632a a 632ap. Cada unidad transmisora 632 recibe y procesa un flujo de símbolos de transmisión respectivo y proporciona una señal modulada de enlace descendente correspondiente. N_{ap} señales moduladas de enlace descendente de las unidades transmisoras 632a a 632ap se transmiten desde N_{ap} antenas 634a a 634ap, respectivamente.

En el terminal de usuario 650, N_{ut} antenas 652a a 652ut reciben las señales moduladas de enlace descendente transmitidas, y cada antena proporciona una señal recibida a una unidad receptora respectiva 654. Cada unidad receptora 654 lleva a cabo un procesamiento complementario al realizado por la unidad receptora 632 y proporciona símbolos recibidos. Un procesador espacial RX 660 realiza un procesamiento espacial de receptor en los símbolos recibidos en todas las N_{ut} unidades receptoras 654a a 654ut, por ejemplo como se muestra en las Tablas 1 y 2, y proporciona símbolos de datos detectados. Un procesador de datos RX 670 procesa (por ejemplo, desmodula por símbolo, desentrelaza y descodifica) los símbolos de datos detectados y proporciona datos descodificados para el enlace descendente.

El procesamiento para el enlace ascendente puede ser el mismo o diferente con respecto al procesamiento para el enlace descendente. Los datos de tráfico y de control son procesados (por ejemplo, codifican, entrelazan y mapean por símbolo) por un procesador de datos TX 688, se procesan espacialmente por un procesador espacial TX 690 con matrices de orientación $\underline{V}(m)$ y, posiblemente, matrices de vectores propios $\underline{E}(m)$ para el enlace ascendente, y se multiplexan con símbolos piloto para generar N_{ut} flujos de símbolos de transmisión. N_{ut} unidades transmisoras 654a a 654ut acondicionan los N_{ut} flujos de símbolos de transmisión para generar N_{ut} señales moduladas de enlace ascendente, que se transmiten a través de N_{ut} antenas 652a a 652ut.

En el punto de acceso 610, las señales moduladas de enlace ascendente son recibidas por N_{ap} antenas 634a a 634ap y son procesadas por N_{ap} unidades receptoras 632a a 632ap para obtener símbolos recibidos para el enlace ascendente. Un procesador espacial RX 644 realiza un procesamiento espacial de receptor en los símbolos recibidos y proporciona símbolos de datos detectados, que son procesados adicionalmente por un procesador de datos RX 646 para obtener datos descodificados para el enlace ascendente.

Procesadores 638 y 678 realizan una estimación de canal y un cálculo de matrices de filtro espacial para el punto de acceso y el terminal de usuario, respectivamente. Controladores 640 y 680 controlan el funcionamiento de varias unidades de procesamiento en el punto de acceso y el terminal de usuario, respectivamente. Unidades de memoria 642 y 682 almacenan datos y códigos de programa usados por los controladores 630 y 680, respectivamente.

La Figura 7 muestra una realización de procesador 678 que lleva a cabo una estimación de canal y un cálculo de matrices de filtro espacial para el terminal de usuario 650. Un estimador de canal 712 obtiene símbolos piloto recibidos y genera una matriz de respuesta de canal para cada periodo de transmisión en el que los símbolos piloto recibidos están disponibles. Un filtro 714 puede realizar un filtrado en el dominio de tiempo de las matrices de respuesta de canal en el periodo de transmisión actual y periodos de transmisión anteriores para obtener una matriz de respuesta de canal $\underline{H}(m)$ de calidad superior. Después, una unidad 716 calcula una matriz de filtro espacial inicial \underline{M}_{x_init} .

En una $\underline{H}(m)$ totalmente correlacionada, la matriz de filtro espacial inicial \underline{M}_{x_init} puede ser (1) una matriz de filtro espacial base \underline{M}_{x_base} calculada en función de $\underline{H}(m)$ y la técnica de procesamiento de receptor seleccionada o (2) una matriz de filtro espacial $\underline{M}_x(1)$ para un periodo de transmisión 1 calculada en función de $\underline{H}(1)$, $\underline{V}(1)$ y la técnica de procesamiento de receptor seleccionada. En una $\underline{H}(m)$ parcialmente correlacionada, la matriz de filtro espacial inicial \underline{M}_{x_init} puede ser una suposición inicial $\underline{M}_{x_base}(\ell)$ o $\tilde{\underline{M}}_x(m)$, que se obtiene en función de una matriz de filtro espacial $\underline{M}_x(\ell)$ calculada para otro periodo de transmisión ℓ . Una unidad 718 calcula la matriz de filtro espacial

$\underline{M}_x(m)$ para un periodo de transmisión m en función de la matriz de filtro espacial inicial \underline{M}_{x_init} y la matriz de orientación $\underline{V}(m)$ usada para ese periodo de transmisión. En una $\underline{H}(m)$ parcialmente correlacionada, la unidad 718 puede implementar un procedimiento iterativo para calcular $\underline{M}_x(m)$ en función de la matriz de filtro espacial inicial, que es una suposición inicial de $\underline{M}_x(m)$.

5 El procesador 638 lleva a cabo una estimación de canal y un cálculo de matrices de filtro espacial para el punto de acceso 610 y puede implementarse de manera similar al procesador 678.

10 Las técnicas de cálculo de matrices de filtro espacial descritas en este documento pueden implementarse de varias maneras. Por ejemplo, estas técnicas pueden implementarse en hardware, software o en una combinación de los mismos. En una implementación en hardware, las unidades de procesamiento para el cálculo de matrices de filtro espacial pueden implementarse en uno o más circuitos integrados de aplicación específica (ASIC), procesadores de señales digitales (DSP), dispositivos de procesamiento de señales digitales (DSPD), dispositivos de lógica programable (PLD), matrices de puertas de campo programable (FPGA), procesadores, controladores, microcontroladores, microprocesadores, otras unidades electrónicas diseñadas para realizar las funciones descritas en este documento o una combinación de los mismos.

15 En una implementación en software, el cálculo de matrices de filtro espacial puede realizarse con módulos (por ejemplo, procedimientos, funciones, etc.). Los códigos de software pueden almacenarse en unidades de memoria (por ejemplo, las unidades de memoria 642 y 682 de la Figura 6) y ser ejecutados por procesadores (por ejemplo, los controladores 640 y 680 de la Figura 6). La unidad de memoria puede implementarse dentro del procesador o ser externa al procesador, en cuyo caso puede acoplarse de manera comunicativa al procesador a través de varios medios, como es conocido en la técnica.

20 En este documento se incluyen encabezamientos a modo de referencia y para ayudar a localizar determinadas secciones. Estos encabezamientos no pretenden limitar el alcance de los conceptos descritos en este documento, y estos conceptos pueden aplicarse en otras secciones a lo largo de toda la memoria descriptiva.

25 La descripción anterior de las realizaciones dadas a conocer se proporciona para permitir que cualquier experto en la técnica realice o use la presente invención. Diversas modificaciones en estas realizaciones resultarán evidentes a los expertos en la técnica, y los principios genéricos definidos en este documento pueden aplicarse a otras realizaciones sin apartarse del alcance de la invención. Por tanto, la presente invención no pretende limitarse a las realizaciones mostradas en este documento, sino que se le concede el alcance más amplio definido en las reivindicaciones adjuntas.

30

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para obtener matrices de filtro espacial en un sistema de comunicaciones inalámbricas de múltiples entradas y múltiples salidas, que comprende: determinar una matriz de filtro espacial inicial; y obtener una pluralidad de matrices de filtro espacial para una pluralidad de periodos de transmisión de tiempo y/o frecuencia en función de la matriz de filtro espacial inicial y una pluralidad de matrices de orientación usadas para la pluralidad de periodos de transmisión.

5
2. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que la matriz de filtro espacial inicial se determina en función de una matriz de respuesta de canal para un canal de múltiples entradas y múltiples salidas.
3. El procedimiento según la reivindicación 2, en el que la matriz de filtro espacial para cada uno de la pluralidad de periodos de transmisión de tiempo y/o frecuencia se obtiene en función de la matriz de respuesta de canal inicial y una matriz de orientación usada para el periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia.

10
4. El procedimiento según la reivindicación 2, en el que la matriz de filtro espacial inicial se determina además en función de una matriz de orientación para uno de la pluralidad de periodos de transmisión de tiempo y/o frecuencia.

15
5. El procedimiento según la reivindicación 3, en el que la matriz de filtro espacial para cada uno de la pluralidad de periodos de transmisión de tiempo y/o frecuencia se obtiene en función de la matriz de respuesta de canal inicial, la matriz de orientación usada para determinar la matriz de filtro espacial inicial y una matriz de orientación usada para el periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia.
6. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que los datos se transmiten en canales espaciales ortogonales de un canal de múltiples entradas y múltiples salidas, y en el que la matriz de respuesta de canal inicial se determina según una técnica de información de estado de canal total.

20
7. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que los datos se transmiten en canales espaciales ortogonales de un canal de múltiples entradas y múltiples salidas, y en el que la matriz de respuesta de canal inicial se determina según una técnica de mínimo error cuadrático medio.

25
8. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que los datos se transmiten en canales espaciales de un canal de múltiples entradas y múltiples salidas, y en el que la matriz de respuesta de canal inicial se determina según una técnica de inversión de matriz de correlación de canal.
9. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que los datos se transmiten en canales espaciales de un canal de múltiples entradas y múltiples salidas, y en el que la matriz de respuesta de canal inicial se determina según una técnica de mínimo error cuadrático medio.

30
10. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que la pluralidad de matrices de orientación es utilizado por una entidad transmisora para procesar espacialmente datos para obtener diversidad de transmisión.
11. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que los elementos de la pluralidad de matrices de orientación son miembros de un conjunto comprendido por $+1$, -1 , $+j$ y $-j$, donde j es una raíz cuadrada de -1 .

35
12. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que la pluralidad de periodos de transmisión de tiempo y/o frecuencia corresponde a una pluralidad de periodos de símbolo.
13. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que la pluralidad de periodos de transmisión de tiempo y/o frecuencia corresponde a una pluralidad de subbandas de frecuencia.
14. El procedimiento según la reivindicación 1, que comprende además: realizar un procesamiento espacial en símbolos recibidos para la pluralidad de periodos de transmisión de tiempo y/o frecuencia con la pluralidad de matrices de filtro espacial.

40
15. Un aparato de un sistema de comunicaciones inalámbricas de múltiples entradas y múltiples salidas, que comprende: medios para determinar una matriz de filtro espacial inicial; y medios para obtener una pluralidad de matrices de filtro espacial para una pluralidad de periodos de transmisión de tiempo y/o frecuencia en función de la matriz de filtro espacial inicial y una pluralidad de matrices de orientación usadas para la pluralidad de periodos de transmisión de tiempo y/o frecuencia.

45
16. El aparato según la reivindicación 15, en el que la matriz de filtro espacial inicial se determina en función de una matriz de respuesta de canal para un canal de múltiples entradas y múltiples salidas, y en el que la matriz de filtro espacial para cada uno de la pluralidad de periodos de transmisión de tiempo y/o frecuencia

50

se obtiene en función de la matriz de respuesta de canal inicial y una matriz de orientación usada para el periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia.

- 5
17. El aparato según la reivindicación 15, en el que la matriz de respuesta de canal inicial se determina según una técnica de información de estado de canal total, una técnica de mínimo error cuadrático medio o una técnica de inversión de matriz de correlación de canal.
18. El aparato según la reivindicación 15, en el que los elementos de la pluralidad de matrices de orientación son miembros de un conjunto comprendido por $+1$, -1 , $+j$ y $-j$, donde j es una raíz cuadrada de -1 .
19. El aparato según la reivindicación 15, que comprende además:
- 10 medios para realizar un procesamiento espacial en símbolos recibidos para la pluralidad de periodos de transmisión de tiempo y/o frecuencia con la pluralidad de matrices de filtro espacial.
20. El aparato según la reivindicación 15, que comprende además:
- medios que funcionan para almacenar la pluralidad de matrices de orientación.
21. El aparato según la reivindicación 15, en el que los medios para determinar y los medios para obtener son un procesador.
- 15 22. El aparato según la reivindicación 20, en el que los medios que funcionan para almacenar la pluralidad de matrices de orientación es una memoria.
23. El aparato según la reivindicación 19, en el que los medios para realizar un procesamiento espacial son un procesador espacial.
- 20 24. Un procedimiento para obtener matrices de filtro espacial en un sistema de comunicaciones inalámbricas de múltiples entradas y múltiples salidas, que comprende:
- obtener una primera matriz de filtro espacial para un primer periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia;
- determinar una primera matriz de filtro espacial inicial para un segundo periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia en función de la primera matriz de filtro espacial y de al menos una matriz de orientación; y
- 25 obtener una segunda matriz de filtro espacial para el segundo periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia en función de la primera matriz de filtro espacial inicial.
25. El procedimiento según la reivindicación 24, en el que la primera matriz de filtro espacial se obtiene en función de una matriz de respuesta de canal obtenida para un canal de múltiples entradas y múltiples salidas en el primer periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia y además según una técnica de procesamiento espacial de receptor.
- 30 26. El procedimiento según la reivindicación 24, en el que determinar la primera matriz de filtro espacial inicial comprende:
- 35 procesar la primera matriz de filtro espacial para eliminar una primera matriz de orientación usada para el primer periodo de transmisión, y
- en el que la primera matriz de filtro espacial inicial es igual a la primera matriz de filtro espacial con la primera matriz de orientación eliminada.
27. El procedimiento según la reivindicación 24, en el que determinar la primera matriz de filtro espacial inicial comprende: procesar la primera matriz de filtro espacial para eliminar una primera matriz de orientación usada para el primer periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia y para incluir una segunda matriz de orientación usada para el segundo periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia, y en el que la primera matriz de filtro espacial inicial es igual a la primera matriz de filtro espacial con la primera matriz de orientación eliminada y la segunda matriz de orientación incluida.
- 40 28. El procedimiento según la reivindicación 24, en el que la segunda matriz de filtro espacial se obtiene usando un procedimiento iterativo que lleva a cabo de manera iterativa un conjunto de cálculos en la primera matriz de filtro espacial inicial para obtener una solución final para la segunda matriz de filtro espacial.
- 45 29. El procedimiento según la reivindicación 24, que comprende además:

- determinar una segunda matriz de filtro espacial inicial para un tercer periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia en función de la segunda matriz de filtro espacial; y
- 5 obtener una tercera matriz de filtro espacial para el tercer periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia en función de la segunda matriz de filtro espacial inicial.
30. El procedimiento según la reivindicación 24, en el que el primer y el segundo periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia corresponden a dos periodos de símbolo diferentes.
31. El procedimiento según la reivindicación 24, en el que el primer y el segundo periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia corresponden a dos subbandas de frecuencia diferentes.
- 10 32. Un aparato de un sistema de comunicaciones inalámbricas de múltiples entradas y múltiples salidas, que comprende:
- medios para obtener una primera matriz de filtro espacial para un primer periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia;
- 15 medios para determinar una primera matriz de filtro espacial inicial para un segundo periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia en función de la primera matriz de filtro espacial y de al menos una matriz de orientación; y
- 20 medios para obtener una segunda matriz de filtro espacial para el segundo periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia en función de la primera matriz de filtro espacial inicial.
33. El aparato según la reivindicación 32, en el que los medios para determinar la primera matriz de filtro espacial inicial comprenden medios para procesar la primera matriz de filtro espacial para eliminar una primera matriz de orientación usada para el primer periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia, y en el que la primera matriz de filtro espacial inicial es igual a la primera matriz de filtro espacial con la primera matriz de orientación eliminada.
- 25 34. El aparato según la reivindicación 32, que comprende además:
- medios para determinar una segunda matriz de filtro espacial inicial para un tercer periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia en función de la segunda matriz de filtro espacial; y
- 30 medios para obtener una tercera matriz de filtro espacial para el tercer periodo de transmisión de tiempo y/o frecuencia en función de la segunda matriz de filtro espacial inicial.
35. El aparato según la reivindicación 32, en el que los medios para obtener una primera matriz de filtro espacial, los medios para determinar una primera matriz de filtro espacial inicial y los medios para obtener una segunda matriz de filtro espacial son un procesador.
- 35 36. El aparato según la reivindicación 33, en el que los medios para procesar la primera matriz de filtro espacial son un procesador.
37. El aparato según la reivindicación 34, en el que los medios para determinar una segunda matriz de filtro espacial inicial y los medios para obtener una tercera matriz de filtro espacial son un procesador.

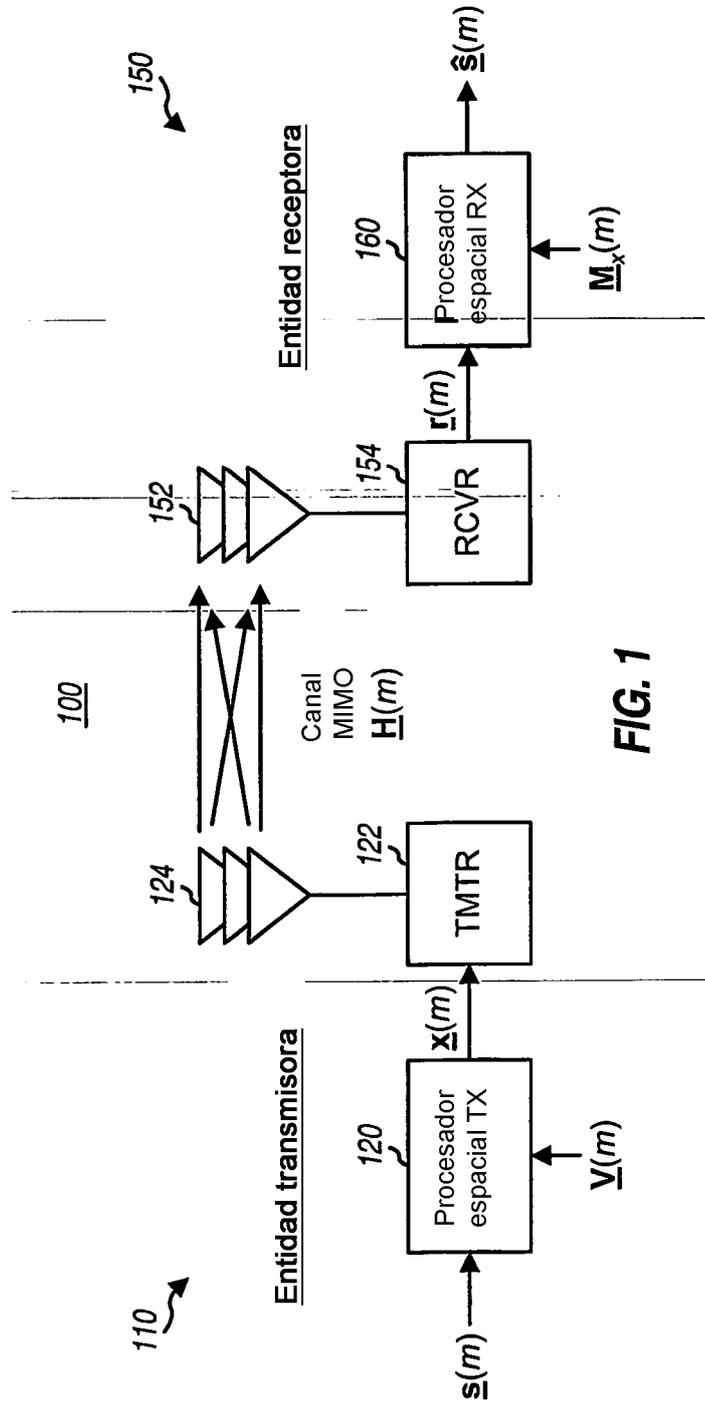


FIG. 1

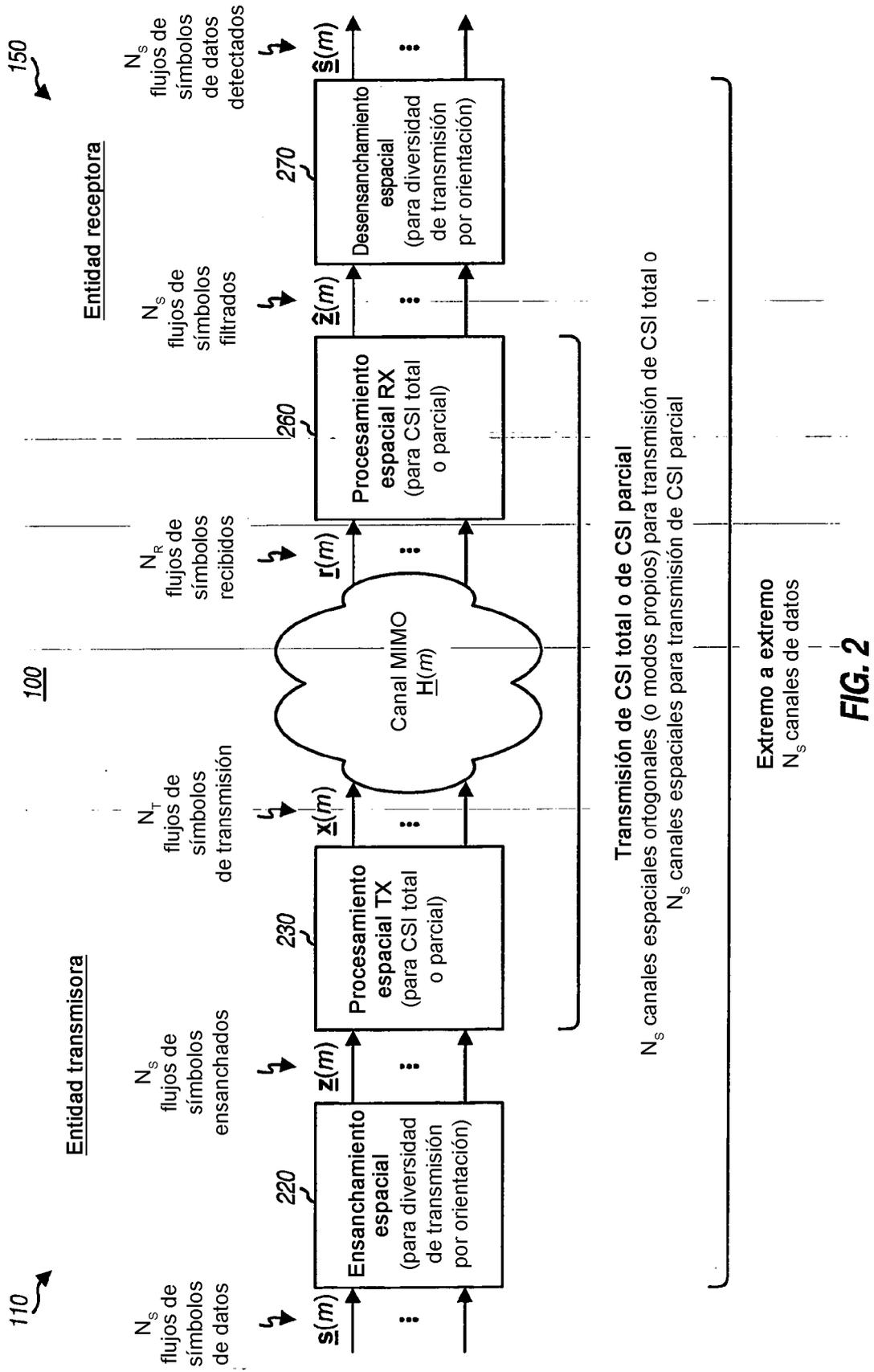


FIG. 2

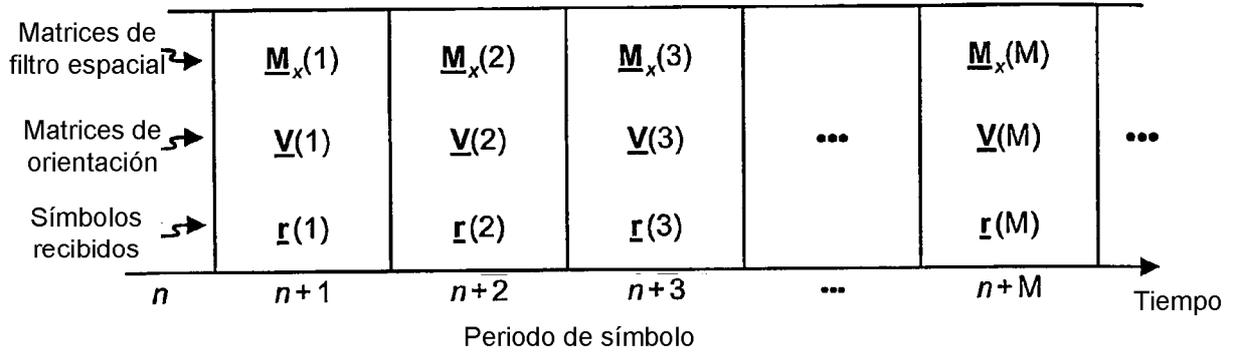


FIG. 3A

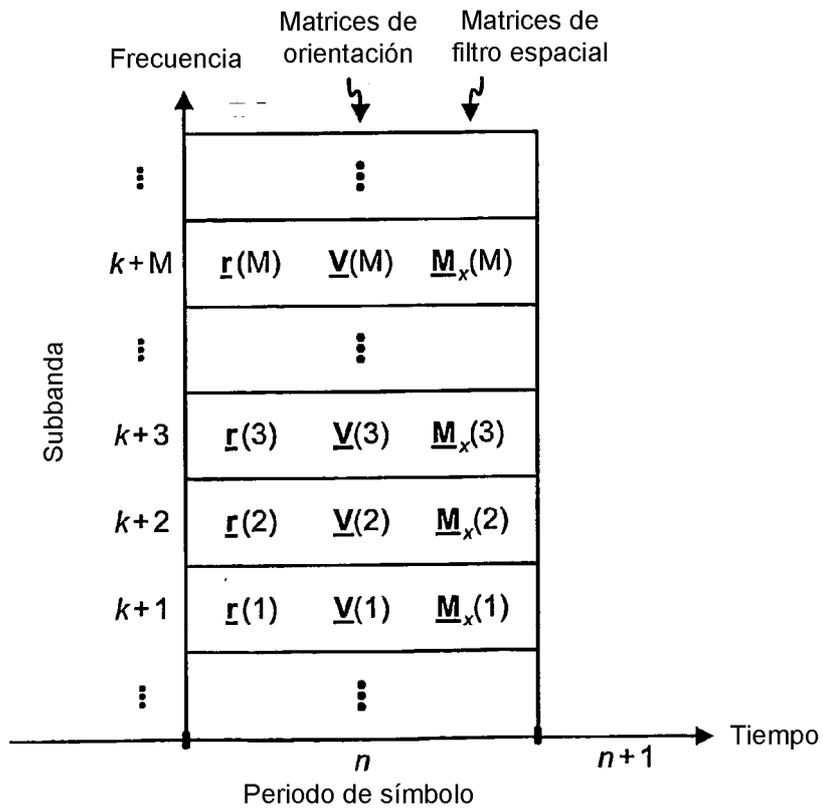


FIG. 3B

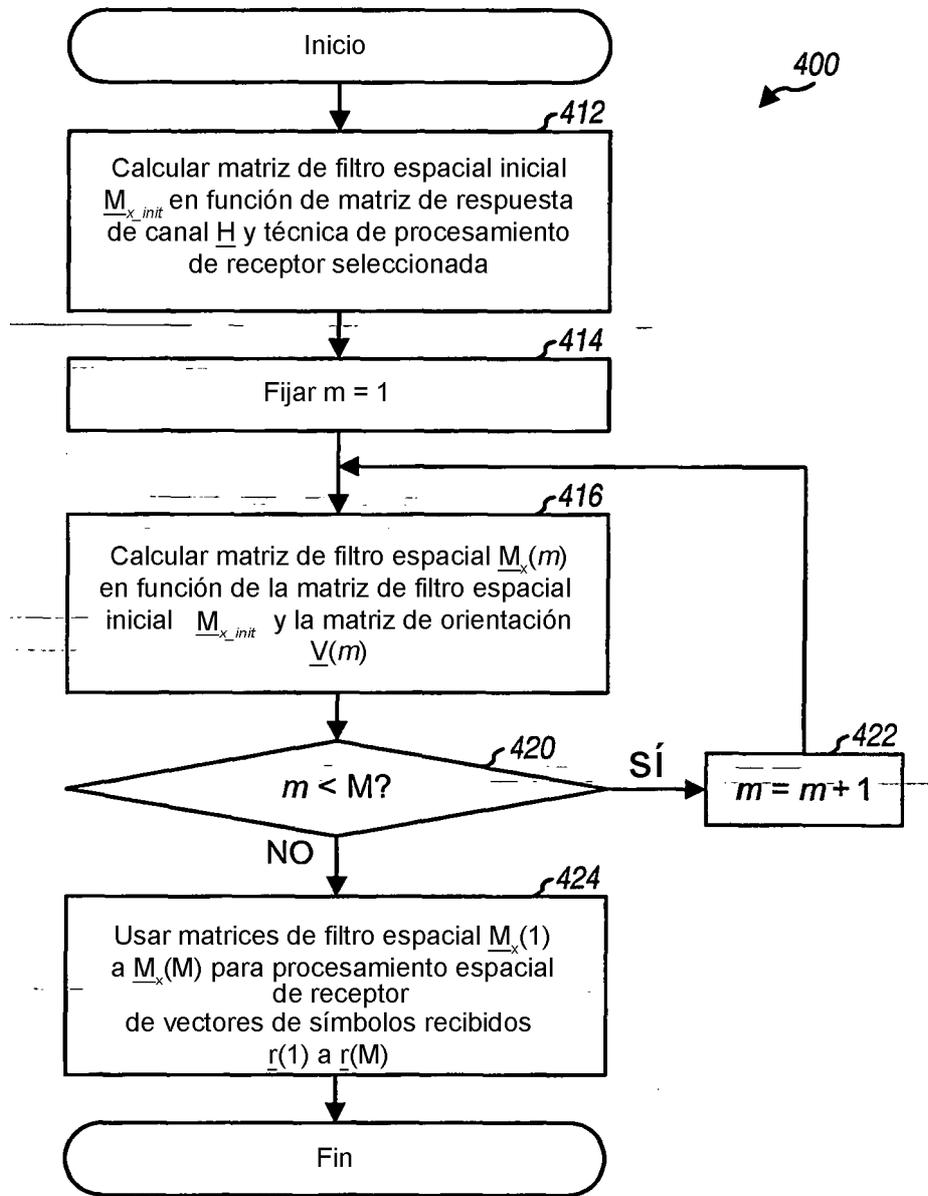


FIG. 4

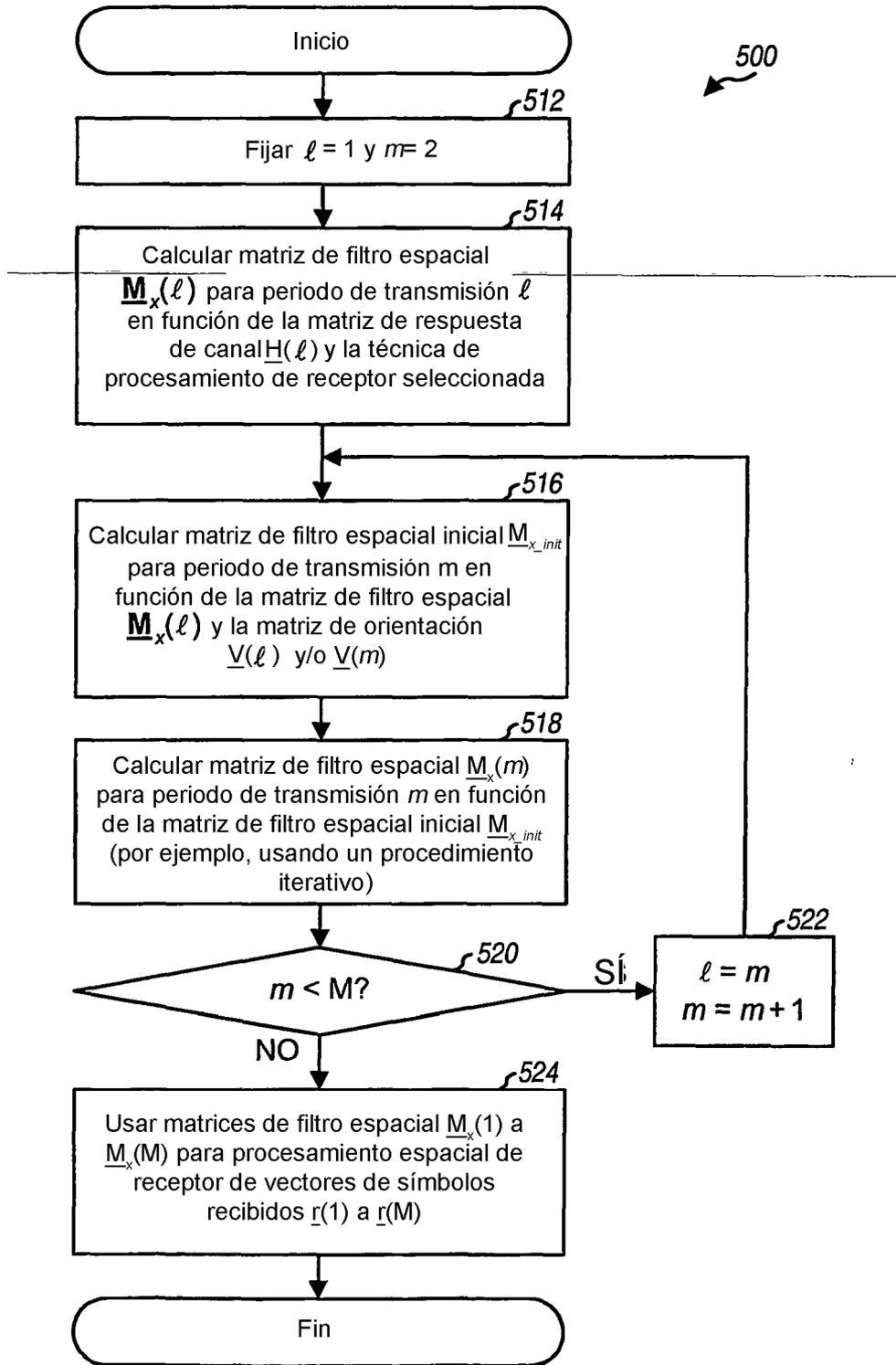


FIG. 5

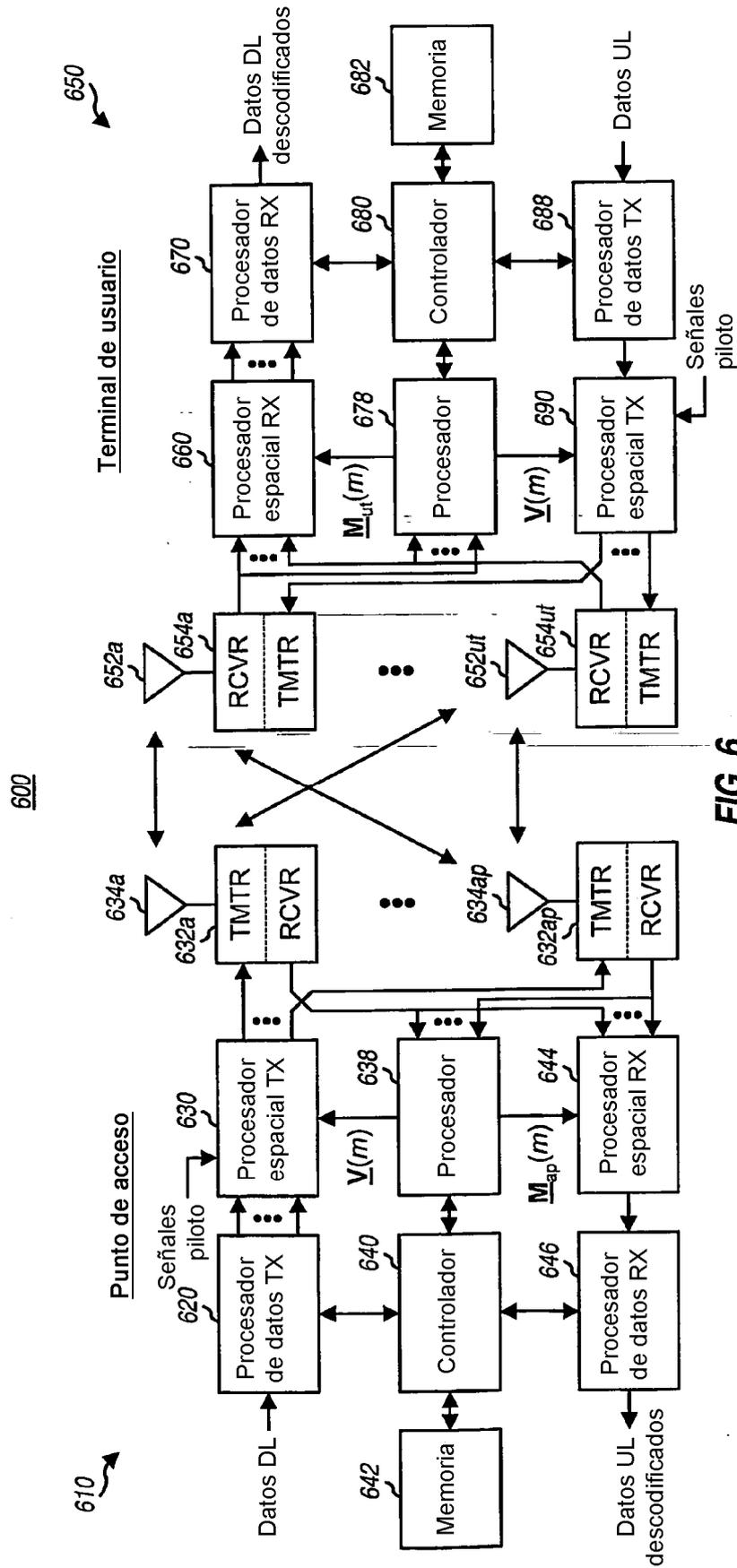


FIG. 6

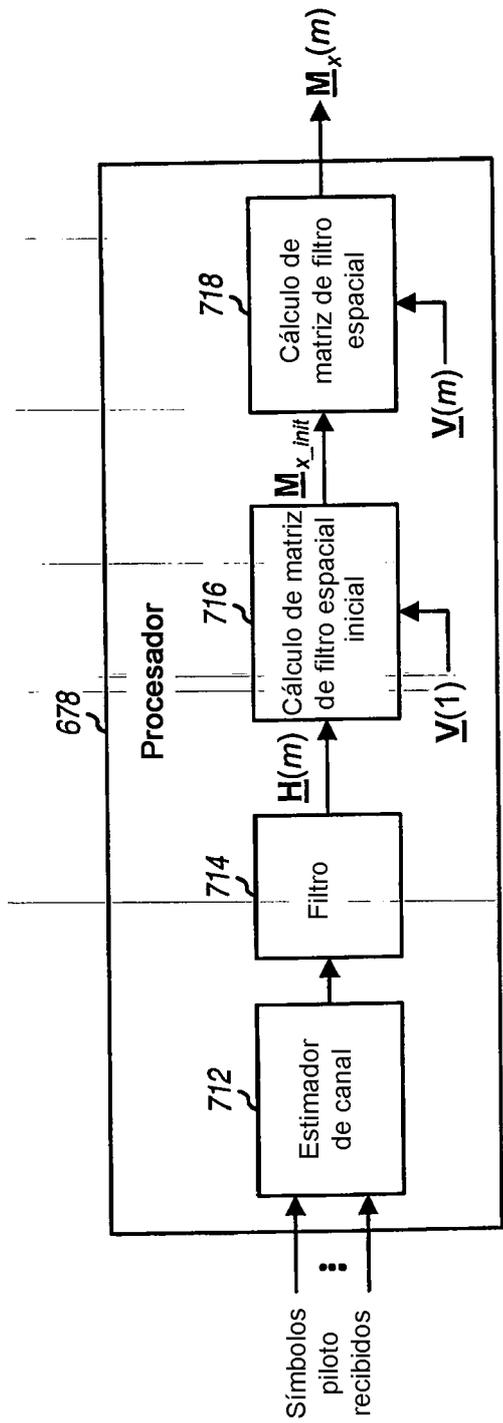


FIG. 7