

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 822 210**

51 Int. Cl.:

H04B 7/0452 (2007.01)

H04B 7/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **22.11.2018** **E 18207698 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **01.07.2020** **EP 3493420**

54 Título: **Procedimiento y sistema de multiplexación espacial de enlaces en una red de comunicación**

30 Prioridad:

30.11.2017 FR 1701265

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
29.04.2021

73 Titular/es:

**THALES (100.0%)
TOUR CARPE DIEM, Place des Corolles,
Esplanade Nord
92400 Courbevoie, FR**

72 Inventor/es:

**PIPON, FRANÇOIS y
CHEVALIER, PASCAL**

74 Agente/Representante:

GONZÁLEZ PECES, Gustavo Adolfo

ES 2 822 210 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Procedimiento y sistema de multiplexación espacial de enlaces en una red de comunicación

La invención se refiere a un procedimiento y un sistema de multiplexación espacial de enlaces en una red de comunicaciones que usa una estructura de tipo de entradas múltiples y salidas múltiples o MIMO distribuida con un procesamiento antiinterferencias en la emisión y en la recepción.

La presente invención permite la cohabitación simultánea y sobre la misma banda de frecuencia de varios enlaces MIMO que transmite cada uno un solo tren binario de información, es decir, sin multiplexación espacial de varios trenes binarios independientes.

Con el objeto de minimizar el número de antenas en emisión y en recepción, esta cohabitación requiere procesamiento de lucha antiinterferencias, tanto en la emisión como en la recepción al nivel de cada usuario. Estos procesamiento utilizan el conocimiento o la estimación a priori de las matrices de canal de cada enlace.

Para un enlace dado, el procesamiento en emisión corresponde a una codificación previa espacial de la información a transmitir, mientras que el procesamiento en recepción implementa una codificación posterior de la información transmitida. La estrategia que minimiza el número de antenas global de la red consiste en codificar previamente los enlaces con el fin de que, al nivel de cada receptor, las interferencias que provienen de diferentes emisores estén alineadas en un mismo subespacio. Entonces se habla de técnicas de alineación de interferencias (AI).

Las técnicas de alineación de interferencias se desarrollan a partir del final de los años 2000 con los trabajos de Jafar, en particular, en las siguientes publicaciones:

S.A. Jafar, S. Shamai, "Degrees of freedom region of the MIMO X channel", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 54, N.º 1, pp. 151-170, 2008,
V.R. Cadambe, S. A. Jafar, "Interference alignment and degrees of freedom of the K-User interference channel", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 54, N.º8, pp. 3425-3441, 2008,
V.R. Cadambe, S. A. Jafar, "Interference Alignment and the Degrees of Freedom of Wireless X Networks," IEEE Trans. Inf. Theory, Vol. 55, N.º 9, Sep. 2009.

Desde estos trabajos pioneros, la técnica de alineación de interferencias ha suscitado un interés creciente en la comunidad científica y numerosas publicaciones científicas han aparecido sobre el tema.

Estas publicaciones pueden estructurarse en dos grandes familias. La primera familia se refiere al cálculo de terminales sobre el número de grados de libertad espaciales disponibles para tales sistemas en función del número de antenas en emisión y en recepción, como se describe, por ejemplo, en las publicaciones anteriormente mencionadas.

La segunda familia se refiere al cálculo de los codificadores previos-codificadores posteriores que permiten optimizar un criterio particular, tal como la suma de las tasas transmitidas al nivel de los diferentes enlaces o, incluso, la tasa mínima de un enlace o, la relación señal+interferencias a ruido o SINR (abreviatura anglosajona de signal-to-interference-plus-noise ratio o SNRI) al nivel de cada receptor. Un estado de la técnica bastante completo de estos trabajos se efectúa en la tesis de E. Aycan Beyazit, "Interference Alignment Techniques For Heterogeneous Wireless Networks", Tesis doctoral, septiembre de 2016. Las siglas SINR y SNRI designan en la continuación de la descripción un mismo objeto.

La casi totalidad de los esquemas de emisión-recepción o codificadores previos-codificadores posteriores desarrollados en la técnica anterior optimizan un criterio de tasa global o local, o un criterio de calidad. Estos criterios se obtienen por convergencia de procedimientos iterativos muy costosos de implementar, como se describe en la tesis anteriormente mencionada.

NGUYEN SINH LE HONG Y COL. "On the Mutual Orthogonality of Millimeter-Wave Massive MIMO Channels", 2015 IEEE 81ST VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (VTC SPRING), IEEE, 11 de mayo de 2015 (11-052015), páginas 1-5, XP033167440, DOI: 10.1109/VTCSRING.2015.7145972, describe un procedimiento según el preámbulo de la reivindicación 1.

Los sistemas de codificación previa-codificación posterior actuales, a pesar de las ventajas que proporcionan, se revelan iterativos y muy costosos de implementar. Actualmente son difícilmente compatibles con una implementación operativa. Al conocimiento del solicitante, la técnica anterior no ofrece actualmente soluciones de alineación de interferencias, no iterativas, simples de implementar y compatibles con una implementación operativa.

En la continuación de la descripción, se llama "enlace descendente DL" (DownLink) al enlace entre el nodo central y uno o varios usuarios y, "enlace ascendente UL" (Uplink) al enlace entre uno o varios usuarios y el nodo central. Se anotará también K_e el número de antenas seleccionadas para la emisión y K_r el número de antenas seleccionadas para la recepción de señales, pudiendo estas antenas pertenecer a un nodo central, o bien, a un usuario, según el sentido de la comunicación, enlace descendente o enlace ascendente.

La palabra antena y la palabra sensor designan en la presente descripción un mismo elemento que constituye una red de antenas.

La invención se refiere a un procedimiento para multiplexar espacialmente enlaces de comunicaciones de tipo de múltiples entradas múltiples salidas MIMO, para enlaces descendentes DL y/o para enlaces ascendentes UL, en el seno de una red de comunicación que comprende, al menos, un nodo central NC que comprende una red de emisión/recepción y, al menos, dos usuarios T_1 , y T_2 , estando un usuario equipado con una red de emisión/recepción caracterizada porque:

- Para calcular los coeficientes utilizados en la emisión (codificación previa) se impone a dos vectores de canales asociados a cada uno de los dos usuarios T_1 , y T_2 , ser ortogonales al nivel de la red de recepción de nodo central UL o de la red de recepción de los usuarios DL,
- se determinan los coeficientes en emisión de una señal para el enlace descendente DL emitido del nodo central NC hacia al menos un usuario T_i que consta de K_e antenas de emisión, ejecutando al menos las siguientes etapas:
 - Calcular los vectores de codificación previa $\mathbf{v}_1$ y $\mathbf{v}_2$ asociados respectivamente a dos usuarios T_1 , y T_2 , buscándolos como una combinación lineal de los vectores propios asociados a los dos valores más grandes propios de la descomposición en valores singulares SVD de las matrices de canal H_1 y H_2 del enlace descendente, donde α y λ son variables complejas:

$$\mathbf{v}_1 = \frac{\mathbf{v}_{11} + \alpha^* \mathbf{v}_{12}}{\sqrt{1 + |\alpha|^2}}$$

$$\mathbf{v}_2 = \frac{\mathbf{v}_{21} + \lambda \mathbf{v}_{22}}{\sqrt{1 + |\lambda|^2}}$$

α es la solución de una ecuación de segundo grado:

$$a \alpha^2 + b \alpha + c = 0$$

con:

$$\begin{cases} a = \sigma_{12}^2 (\sigma_{21}^2 - \sigma_{22}^2) \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{21} \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{22} \\ b = (\sigma_{12}^2 \sigma_{21}^2 - \sigma_{22}^2 \sigma_{11}^2) \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{21} \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{22} + (\sigma_{21}^2 \sigma_{11}^2 - \sigma_{12}^2 \sigma_{22}^2) \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{21} \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{22} \\ c = \sigma_{11}^2 (\sigma_{21}^2 - \sigma_{22}^2) \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{21} \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{22} \end{cases}$$

se obtienen dos valores para α y se determina para cada valor α_1, α_2 el valor de λ asociado por la fórmula:

$$\lambda = - \frac{\alpha \sigma_{12}^2 \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{21} + \sigma_{11}^2 \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{21}}{\alpha \sigma_{12}^2 \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{22} + \sigma_{11}^2 \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{22}}$$

◦ seleccionar de entre los dos pares de valores (α_1, λ_1) y (α_2, λ_2) el par que maximiza una función de las SNIR asociadas a los dos usuarios, definidas como sigue:

$$\begin{cases} SNIR_1 = \frac{\sigma_{11}^2 + \sigma_{12}^2 |\alpha|^2}{1 + |\alpha|^2} \\ SNIR_2 = \frac{\sigma_{21}^2 + \sigma_{22}^2 |\lambda|^2}{1 + |\lambda|^2} \end{cases}$$

donde σ_{ij}^2 corresponde al cuadrado del valor singular j de la matriz de canal H_i .

La función a maximizar corresponde, por ejemplo, a $\text{Min}(SNIR_1, SNIR_2)$ o a la suma $SNIR_1 + SNIR_2$ o a la suma de $\text{Log2}(1 + SNIR_1) + \text{log2}(1 + SNIR_2)$.

Cuando el número de antenas en la emisión es superior a dos, el procedimiento consta de una o varias etapas de iteración buscando los vectores $\mathbf{v}_1(j)$ y $\mathbf{v}_2(j')$ formados a partir de los vectores $\mathbf{v}_{11}$ y $\mathbf{v}_{21}$ asociados al valor máximo de cada uno de los valores singulares de SVD de las dos matrices de canal de los dos usuarios T_1 , T_2 y a los vectores propios $\mathbf{v}_{1j}$ y $\mathbf{v}_{2j}$,

5

$$\begin{cases} \mathbf{v}_1(j) = \frac{\mathbf{v}_{11} + \alpha(j)^* \mathbf{v}_{1j}}{\sqrt{1 + |\alpha(j)|^2}} \\ \mathbf{v}_2(j') = \frac{\mathbf{v}_{21} + \lambda(j') \mathbf{v}_{2j}}{\sqrt{1 + |\lambda(j')|^2}} \end{cases}$$

donde j y j' son índices comprendidos entre dos y K_e y eligiendo los valores de $\alpha(j)$ y $\lambda(j')$ que conducen a una maximización de una función de $SNIR_1$ y de $SNIR_2$

Para un canal de propagación de dimensión igual a uno, se determinan los valores de los coeficientes de los filtros de codificación previa a partir de una combinación lineal del primer vector propio de los SVD efectuados sobre las dos

10

matrices de canal y de los vectores propios $\mathbf{v}_{1j}$ y $\mathbf{v}_{2j}$ que maximizan respectivamente $|\mathbf{v}_{1j}^H \mathbf{v}_{21}|$ y $|\mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{2j}|$.

En el caso del enlace ascendente de un usuario hacia el nodo central, el procedimiento consta de las siguientes etapas:

15

◦ Calcular las ponderaciones para la emisión $\mathbf{v}_{ul,1}$ y $\mathbf{v}_{ul,2}$ de la señal en un espacio generado por los dos primeros vectores propios procedentes de las descomposiciones en valores singulares SVD efectuados sobre las matrices de canal $H_{ul,1}$ y $H_{ul,2}$:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{ul,1} &= \frac{\mathbf{v}_{ul,11} + \alpha^* \mathbf{v}_{ul,12}}{\sqrt{1 + |\alpha|^2}} \\ \mathbf{v}_{ul,2} &= \frac{\mathbf{v}_{ul,21} + \lambda \mathbf{v}_{ul,22}}{\sqrt{1 + |\lambda|^2}} \end{aligned}$$

donde el par (α, λ) es la solución de la ecuación:

$$(A + \lambda B) + \alpha(C + \lambda D) = 0$$

20

con:

$$\begin{cases} A = \sigma_{ul,11} \sigma_{ul,21} \mathbf{u}_{ul,11}^H \mathbf{u}_{ul,21} \\ B = \sigma_{ul,11} \sigma_{ul,22} \mathbf{u}_{ul,11}^H \mathbf{u}_{ul,22} \\ C = \sigma_{ul,12} \sigma_{ul,21} \mathbf{u}_{ul,12}^H \mathbf{u}_{ul,21} \\ D = \sigma_{ul,12} \sigma_{ul,22} \mathbf{u}_{ul,12}^H \mathbf{u}_{ul,22} \end{cases}$$

◦ seleccionar de entre los pares (α, λ) los pares que maximizan una función de las dos SINR ($SNIR_1, SNIR_2$) asociadas a los dos usuarios:

$$\begin{cases} SNIR_1 = \frac{\sigma_{ul,11}^2 + \sigma_{ul,12}^2 |\alpha|^2}{1 + |\alpha|^2} \\ SNIR_2 = \frac{\sigma_{ul,21}^2 + \sigma_{ul,22}^2 |\lambda|^2}{1 + |\lambda|^2} \end{cases}$$

25

Las etapas se iteran, por ejemplo, buscando los vectores $\mathbf{v}_{ul,1}(j)$ y $\mathbf{v}_{ul,2}(j')$ formados a partir de los diferentes vectores propios asociados a las dos matrices de canal según la fórmula:

$$v_1(j) = \frac{v_{11} + \alpha(j)^* v_{1j}}{\sqrt{1 + |\alpha(j)|^2}}$$

$$v_2(j') = \frac{v_{21} + \lambda(j') v_{2j'}}{\sqrt{1 + |\lambda(j')|^2}}$$

y se selecciona el par (j, j') que conduce a la maximización de una función de las dos SINR $(SNIR_1, SNIR_2)$.

La invención también se refiere a un sistema para multiplexar espacialmente enlaces de comunicaciones de tipo múltiple de múltiples entradas múltiples salidas MIMO, para enlaces descendentes DL y/o para enlaces ascendentes UL, en el seno de una red de comunicación que comprende al menos un nodo central NC que comprende una red de emisión/recepción y al menos dos usuarios T_1, T_2 , estando un usuario equipado con una red de emisión/recepción caracterizada porque:

- un usuario está equipado con un procesador configurado para ejecutar las etapas del procedimiento según la invención, comprendiendo dicho procesador un módulo de codificación previa que tiene por función determinar los coeficientes a usar al nivel de la emisión y un módulo de codificación posterior que tiene por función determinar los coeficientes a usar al nivel de la recepción,
- el nodo central comprende un procesador configurado para ejecutar las etapas del procedimiento según la invención, comprendiendo dicho procesador un módulo de codificación previa para determinar los coeficientes a usar al nivel de la emisión y módulo de codificación posterior que tiene por función determinar los coeficientes a usar al nivel de la recepción.

Otras características y ventajas de la presente invención se harán más claras tras la lectura de la descripción de ejemplos de realización adjuntos de las figuras, que representan:

- Figura 1, un ejemplo de sistema para la implementación del procedimiento,
- Figura 2, un esquema para el sentido ascendente,
- Figura 3, un esquema para el sentido descendente,
- Figura 4, un ejemplo de estructura de trama, y
- Figura 5, una ilustración de las etapas implementadas por el procedimiento según la invención.

La figura 1 ilustra un ejemplo de sistema según la invención que comprende un nodo central NC y dos usuarios T_1, T_2 .

Un usuario T_1, T_2 comprende una red de antenas 10, 20 de K_u antenas, cada red de antenas está conectada a un sistema de emisión/recepción 11, 21, que permite en recepción muestrear las señales recibidas y pasarlas en banda de base, y en emisión, transponer la señal digital a emitir. Este sistema es conocido por el experto en la materia y se basa, por ejemplo, en receptores analógicos, que permiten la transposición de la señal recibida en frecuencia intermedia; emisores analógicos, que permiten la transposición de la señal a emitir a la frecuencia de emisión, convertidores DUC/DDC (Digital Up-Converter, Digital Down-Converter) y convertidores analógico/digital o digital/analógico CAN/CNA. El sistema de emisión/recepción está conectado a un dispositivo de procesamiento tal como un procesador de procesamiento de señal y/o un circuito programable FPGA (Field Programmable Gate Array) 12, 22 que permite implementar los diferentes procedimientos según la invención para cada usuario. El dispositivo de procesamiento comprende un módulo de codificación previa 13, 23 (filtro digital en la emisión) que tiene por función determinar los coeficientes a usar al nivel de la emisión y un módulo de codificación posterior 14, 24 (filtro digital en la recepción) que tiene por función determinar los coeficientes a usar al nivel de la recepción. Las antenas pueden ser antenas que realizan la función de emisión/recepción. La red de antenas puede constar también de antenas de emisión 10e, 20e y de antenas de recepción 10r, 20r, separadas y no representadas por razones de simplificación.

El nodo central NC comprende una red de antenas 30 conectada a un sistema de emisión/recepción 31 conocido por el experto en la materia y adaptada en recepción a muestrear las señales recibidas y a pasarlas en banda de base, y en emisión, a transponer la señal digital a emitir. Este sistema es conocido por el experto en la materia. Se basa, por ejemplo, en receptores analógicos, que permiten la transposición de la señal recibida en frecuencia intermedia, en emisores analógicos, que permiten la transposición de la señal a emitir a la frecuencia de emisión. Convertidores DUC/DDC (Digital Up-Converter, Digital Down-Converter) y convertidores analógico/digital o digital/analógico CAN/CNA. El sistema de emisión/recepción está conectado a un dispositivo de procesamiento 32 tal como un procesador de procesamiento de señal y/o un FPGA que permite implementar los diferentes procesamiento del procedimiento según la invención para el nodo central. El dispositivo de procesamiento comprende un módulo de codificación previa 33 (filtro digital en la emisión) que tiene por función determinar los coeficientes a usar al nivel de la emisión y un módulo de codificación posterior 34 (filtro digital en la recepción) que tiene por función de determinar los coeficientes a usar al nivel de la recepción. La red de antenas del nodo central también puede constar de las antenas de emisión y de las antenas de recepción separadas y no representadas por razones de simplificación.

Un procesador comprende varias funcionalidades, cuya función, en particular, de las cuales una función de sincronización, en particular, permite una emisión sincronizada de las señales por los diferentes usuarios. El sistema de emisión/recepción permite también la emisión y la recepción sincronizadas de los usuarios. En particular, los osciladores locales OL se distribuyen sobre las diferentes vías de emisión/recepción. Estos elementos son bien conocidos por el experto en la materia y no se detallarán.

En la continuación de la descripción, se usan las siguientes anotaciones:

- El número de antenas en la emisión $K_e = K_c$ y el número de antenas en la recepción $K_r = K_u$ para el enlace descendente del nodo central hacia un usuario,
- El número de antenas en la emisión $K_e = K_u$ y el número de antenas en la recepción $K_r = K_c$ para el enlace ascendente de un usuario hacia un nodo central.

Para determinar las señales a emitir sobre el enlace descendente DL, se tiene K_e antenas de emisión que corresponden a las K_c antenas del nodo central NC y K_r antenas de recepción que corresponden a las K_u antenas de cada uno de los usuarios T_1, T_2 , en el ejemplo se considera que los usuarios tienen un mismo número de antenas.

El ejemplo detallado que sigue explicita el cálculo de los coeficientes de los filtros a aplicar en la emisión y en la recepción de señales en el caso de una red de comunicación que comprende dos usuarios T_1, T_2 , un nodo central NC y con las hipótesis y las anotaciones siguientes:

- Sentido descendente DL: un emisor de nodo central NC emite hacia dos usuarios T_1 y T_2 ,
- K_e antenas de emisión (al nivel del nodo central $K_e = K_c$) y K_r antenas de recepción (para cada usuario ($K_r = K_u$)),
- Señales emitidas: $s_i(n)$ señal emitida por el nodo central NC hacia el usuario T_i , con $i = 1$ y 2 y $E[|s_i(n)|^2] = 1$, i es el índice de un usuario, n es el índice de la muestra de señal emitida, $E[\cdot]$, la expectativa matemática,
- etapa de codificación previa v_i , vector de tamaño K_e , para $i = 1$ y 2 , v_i designa el filtro utilizado por el nodo central NC para la emisión de las señales hacia el usuario T_i , el coeficiente de este filtro de emisión que corresponde a la antena k se anota $v_{i,k}$ con $k=1, \dots, K_e$,
- $v_i^H v_i = 1$, normalización de la potencia total emitida para cada usuario T_i , H corresponde a la transpuesta conjugada,
- Canal de propagación: H_i es la matriz de canal de propagación de emisión Tx hacia la recepción Rx, del usuario T_i , para $i = 1$ y 2 , de tamaño $K_r \times K_e$. El canal integra la información de la potencia de los emisores,
- $b_i(n)$: ruido multicanal de recepción, de tamaño $K_r \times 1$, recibido sobre la red de usuario T_i ,
- La señal multiantenas (multicanal) recibida sobre las dos redes de antenas de cada usuario T_1, T_2 se expresa respectivamente de la siguiente manera:

$$\begin{cases} x_1(n) = H_1 v_1 s_1(n) + H_1 v_2 s_2(n) + b_1(n) & \text{para el usuario } T_1 \\ x_2(n) = H_2 v_1 s_1(n) + H_2 v_2 s_2(n) + b_2(n) & \text{para el usuario } T_2 \end{cases} \quad (1)$$

Se anota:

$$h_1 = H_1 v_1, h_2 = H_1 v_2, h'_1 = H_2 v_1, h'_2 = H_2 v_2 \quad (2)$$

los diferentes vectores de canales, de tamaño $K_r \times 1$, de los dos usuarios sobre cada una de las redes asociadas a dos usuarios:

- h_1 (respectivamente h_2): vector de canal global de la señal emitida hacia el usuario T_1 (respectivamente T_2) y recibida sobre la red de antenas asociada al usuario T_1 ,
- h'_1 (respectivamente h'_2): vector de canal global de la señal emitida hacia el usuario T_1 (respectivamente T_2) y recibida sobre la red de antenas asociada al usuario T_2 .

La expresión de la señal útil recibida sobre la red de antenas de los dos usuarios se escribe respectivamente:

$$\begin{cases} x_1(n) = h_1 s_1(n) + h_2 s_2(n) + b_1(n) \\ x_2(n) = h'_1 s_1(n) + h'_2 s_2(n) + b_2(n) \end{cases} \quad (3)$$

El procedimiento buscará optimizar globalmente la recepción de la señal útil sobre cada una de las redes de antenas de los usuarios: la señal útil $s_1(n)$ sobre la red de antenas del usuario T_1 y la señal útil $s_2(n)$ sobre la red de antenas del usuario T_2 .

El procesamiento realizado por el procedimiento según la invención consiste, en particular, en filtrar en la emisión

(etapa de codificación previa) las dos señales $s_1(n)$ y $s_2(n)$ por los dos filtros de emisión $\mathbf{v}_i$ (respectivamente $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$), al nivel del nodo central NC, y en filtrar en la recepción (etapa de codificación posterior), al nivel de cada usuario T_1, T_2 , las señales recibidas sobre cada red de antenas por dos filtros espaciales o vectores anotados $\mathbf{w}_i$ ($\mathbf{w}_1^*, \mathbf{w}_2^*$) para cada usuario T_i con $i=1$ y 2 . Los filtros $\mathbf{v}_i$ y $\mathbf{w}_i^*$ usados respectivamente en la emisión y en la recepción se calculan para, en particular, optimizar, bajo ciertas restricciones descritas a continuación, el valor de la relación señal a ruido o SINR en la salida de procesamiento para cada usuario. En la salida de procesamiento para los filtros de recepción $\mathbf{w}_i^*$, la señal $y_i(n)$ recibida se escribe para cada usuario $i=1$ y 2 :

$$y_i(n) = \sum_{k=1}^{K_r} w_{i,k}^* x_{i,k}(n) = \mathbf{w}_i^H \mathbf{x}_i(n) \quad (4)$$

La letra H en exponente corresponde a la transpuesta conjugada.

La figura 2 esquematiza los procesamientos efectuados para el caso del enlace descendente DL:

- Las señales $s_1(n)$ y $s_2(n)$ a emitir hacia los dos usuarios T_1 y T_2 se filtran por los filtros de emisión $\mathbf{v}_1$ (201) y $\mathbf{v}_2$ (202), después se suman digitalmente (203) antes de emitirse sobre la red de antenas del nodo central NC,
- la señal se transmite hacia el canal de propagación (204, 205) hacia cada uno de los dos usuarios T_1 y T_2 .

Después del paso en el canal de propagación, las señales recibidas para cada usuario T_1 y T_2 , $\mathbf{x}_1(n)$ y $\mathbf{x}_2(n)$, se filtran en recepción por cada usuario (206, 207) por los filtros $\mathbf{w}_i^*$ para obtener las señales $y_1(n)$ y $y_2(n)$, según la fórmula (4) a continuación. Las señales se procesan seguidamente por los procesamientos conocidos por el experto en la materia (desentrelazado, decodificación, etc.) para obtener la información útil.

La idea implementada en el procedimiento según la invención consiste, en particular, para cada usuario T_i , en seleccionar el filtro de emisión $\mathbf{v}_i$ que permitirá maximizar la energía emitida hacia el usuario T_i considerado, a la vez que se minimiza el impacto de la señal emitida de este modo para la recepción del o de los otros usuarios. Para ello, el procedimiento buscará que, sobre cada red de recepción, los dos vectores de canales asociados a los dos usuarios sean ortogonales. De esta manera, un usuario que emite no perturbará, o lo hará poco, la recepción de la señal esperada por otro usuario. El procedimiento según la invención optimiza también un criterio basado en la SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) para cada uno de los dos usuarios. Un criterio de SINR puede ser maximizar la SINR mínima asociada a cada usuario o maximizar la suma de las SINR, o maximizar la suma de $\log_2(1+\text{SINR})$ (lo que corresponde a maximizar la tasa total).

El procedimiento según la invención impone, por lo tanto, la restricción de hacer en la salida que los vectores de canales asociados a los dos usuarios T_1, T_2 sean ortogonales sobre cada red de recepción, lo que se traduce por el siguiente sistema de dos ecuaciones:

$$\begin{cases} \mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2 = 0 \\ \mathbf{h}_1'^H \mathbf{h}_2' = 0 \end{cases} \quad (5)$$

Los filtros de recepción $\mathbf{w}_1$ y $\mathbf{w}_2$ que optimizan la recepción entonces son iguales respectivamente a $\mathbf{h}_1$ y $\mathbf{h}_2'$: la SINR, por ejemplo, se optimiza, y la interferencia que proviene del otro usuario se elimina naturalmente. Con el fin de mejorar los rendimientos en presencia de las diferentes fuentes de degradación inherentes al sistema (error de estimación de las matrices de canal, no estacionariedad del canal de propagación, presencia de interferencias, etc.), es posible efectuar la recepción por los usuarios T_1 y T_2 con ayuda de un algoritmo de recepción de entrada única, salidas múltiples o SIMO (Single Input Multiple Output) conocido por el experto en la materia, que consta, posiblemente, de la antiinterferencia, y/o una ecualización de la señal. Como algoritmo de recepción SIMO, es posible usar el algoritmo descrito en la patente del solicitante US6243415. El uso de un algoritmo que consta de antiinterferencia puede revelarse interesante, ya que permite, en particular, optimizar los rendimientos. La presente invención se refiere, en particular, al procedimiento de cálculo de las ponderaciones de emisión, que es independiente del procedimiento de implementación en la recepción por cada usuario.

En este sistema de ecuaciones, las incógnitas son los vectores de ponderación de emisión $\mathbf{v}_i$, para $i=1$ y 2 (véase ecuación (2) que muestra el enlace entre los vectores $\mathbf{h}_i$ y $\mathbf{h}_i'$ de la ecuación (5) y los vectores $\mathbf{v}_i$). Como cada uno de estos vectores consta de K_e componentes iguales a las K_e antenas de emisión, hay por lo tanto $2K_e$ incógnitas. Una de las características de la invención, además de las restricciones de ortogonalidad de los vectores de canales, es imponer a los vectores de ponderación en la emisión $\mathbf{v}_i$ pertenecer a un espacio de dimensión dos, igual al número de ecuaciones del sistema. Para determinar los coeficientes de los filtros (vectores de ponderación en la emisión) a

usar por la emisión de las señales, el procedimiento efectúa una descomposición en valores singulares SVD (Singular Value Decomposition) de las matrices de canal H_i asociadas a cada usuario T_i , en el ejemplo dado T_1 y T_2 .

$$H_i = U_i \Sigma_i V_i^H \quad (6)$$

donde:

- 5 - U_i es una matriz unitaria de tamaño $K_r \times K_r$
 - V_i es una matriz unitaria de tamaño $K_e \times K_e$
 - Σ_i es una matriz de tamaño $K_r \times K_e$ que consta de los elementos no cero $\sigma_{ij}, j = 1, \dots, \min(K_r, K_e)$, sobre su "diagonal".
 En el caso en que $K_r < K_e$, la matriz se escribe:

$$\Sigma_i = \begin{bmatrix} \sigma_{i1} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \sigma_{iK_r} & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

El cálculo de los vectores $\mathbf{v}_1$ y $\mathbf{v}_2$ se efectúa buscándolos como una combinación lineal de los vectores asociados a los dos valores más grandes propios de la descomposición en valores singulares SVD, donde α y λ son dos variables complejas:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_1 &= \frac{\mathbf{v}_{11} + \alpha^* \mathbf{v}_{12}}{\sqrt{1 + |\alpha|^2}} \\ \mathbf{v}_2 &= \frac{\mathbf{v}_{21} + \lambda \mathbf{v}_{22}}{\sqrt{1 + |\lambda|^2}} \end{aligned} \quad (8)$$

- 15 La resolución del sistema de ecuación (5) conduce a la siguiente solución: α es solución de una ecuación de segundo grado:

$$a \alpha^2 + b \alpha + c = 0 \quad (9)$$

con:

$$\begin{cases} a = \sigma_{12}^2 (\sigma_{21}^2 - \sigma_{22}^2) \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{21} \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{22} \\ b = (\sigma_{12}^2 \sigma_{21}^2 - \sigma_{22}^2 \sigma_{11}^2) \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{21} \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{22} + (\sigma_{21}^2 \sigma_{11}^2 - \sigma_{12}^2 \sigma_{22}^2) \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{21} \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{22} \\ c = \sigma_{11}^2 (\sigma_{21}^2 - \sigma_{22}^2) \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{21} \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{22} \end{cases} \quad (10)$$

- 20 Esta ecuación consta de dos soluciones. Para cada una de estas dos soluciones, el valor de λ asociada se calcula por la siguiente fórmula:

$$\lambda = - \frac{\alpha \sigma_{12}^2 \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{21} + \sigma_{11}^2 \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{21}}{\alpha \sigma_{12}^2 \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{22} + \sigma_{11}^2 \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{22}} \quad (11)$$

La SINR obtenida para cada usuario se expresa a partir de las siguientes fórmulas:

$$\begin{cases} SNIR_1 = \frac{\sigma_{11}^2 + \sigma_{12}^2 |\alpha|^2}{1 + |\alpha|^2} \\ SNIR_2 = \frac{\sigma_{21}^2 + \sigma_{22}^2 |\lambda|^2}{1 + |\lambda|^2} \end{cases} \quad (12)$$

- 25 Se selecciona, por ejemplo, el par (α, λ) que conduce al máximo del valor mínimo de la SINR de los dos usuarios. Los vectores de ponderaciones en emisión $\mathbf{v}_1$ y $\mathbf{v}_2$ se obtienen seguidamente a partir del par (α, λ) seleccionado y usando la fórmula (8).

Los valores de los filtros o vectores en emisión $\mathbf{v}_1$ y $\mathbf{v}_2$ seguidamente se usan respectivamente para hacer una formación de haz en emisión para las señales útiles $s_1(n)$ y $s_2(n)$ con destino a los dos usuarios, tal como se ha

ilustrado en la figura 2.

Según una variante de realización y, con el fin de optimizar los rendimientos del procedimiento, cuando el número de antenas en la emisión K_e es estrictamente superior a dos, es posible iterar las etapas del procedimiento buscando los vectores $\mathbf{v}_1(j)$ y $\mathbf{v}_2(j')$ formados a partir de los vectores propios $\mathbf{v}_{11}$ y $\mathbf{v}_{21}$ asociados al valor propio máximo de los SVD asociados a las dos matrices de canal y de los vectores propios $\mathbf{v}_{1j}$ y $\mathbf{v}_{2j'}$:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_1(j) = \frac{\mathbf{v}_{11} + \alpha(j)^* \mathbf{v}_{1j}}{\sqrt{1 + |\alpha(j)|^2}} \\ \mathbf{v}_2(j') = \frac{\mathbf{v}_{21} + \lambda(j') \mathbf{v}_{2j'}}{\sqrt{1 + |\lambda(j')|^2}} \end{cases} \quad (13)$$

donde j y j' están comprendidos entre K_e . Para cada par (j, j') , se selecciona el par $(\alpha(j), \lambda(j'))$ que conduce, por ejemplo, al máximo de la SINR mínima obtenida sobre los dos usuarios. Anotando $\text{SINR}(j, j')$ como el valor de la SINR mínima obtenida de este modo por el par (j, j') , se selecciona el par (j, j') que conduce, por ejemplo, al máximo de $\text{SINR}(j, j')$. Las ponderaciones en emisión $\mathbf{v}_1$ y $\mathbf{v}_2$ se obtienen con la ecuación (13) a partir del par (j, j') seleccionado de este modo y del par $(\alpha(j), \lambda(j'))$ asociado. Estos valores para los filtros en emisión se usan seguidamente para la formación de haces, formación de señales útiles a emitir hacia cada usuario.

Los ejemplos para seleccionar el par (j, j') a usar para la formación de haces en la emisión expuestos a continuación se han dado a título de ejemplo no limitante. Sin salir del ámbito de la invención, también se podría seleccionar como criterio (para determinar los coeficientes a usar para los filtros) de maximizar la suma de las SINR, o cualquier otro criterio basado en el cálculo de las SINR (como, por ejemplo, la tasa total, que corresponde a la suma de $\log_2(1 + \text{SINR})$) y seleccionar el par de valores (j, j') correspondiente.

En el caso en que el canal de propagación es de rango 1, todos los valores propios σ_{ij} son cero para $j \geq 2$. En este caso particular, la ecuación que da α es una ecuación de 1^{er} grado y solo hay un par (α, λ) de solución que se expresa de la siguiente forma:

$$\left(\alpha = -\frac{\mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{21}}{\mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{21}} ; \quad \lambda = -\frac{\mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{21}}{\mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{22}} \right) \quad (14)$$

y las SINR asociadas se escriben:

$$\begin{cases} \text{SINR}_1 = \frac{\sigma_{11}^2}{1 + \left| \frac{\mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{21}}{\mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{21}} \right|^2} \\ \text{SINR}_2 = \frac{\sigma_{21}^2}{1 + \left| \frac{\mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{21}}{\mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{22}} \right|^2} \end{cases} \quad (15)$$

Con el fin de mejorar los rendimientos del procedimiento cuando el canal es de rango uno, es posible efectuar, como en el caso general, la búsqueda sobre todos los vectores de combinaciones lineales del primer vector propio asociado a las dos matrices de canal $\mathbf{H}_1$, $\mathbf{H}_2$ y otros vectores propios (que están todos asociados a un valor propio cero en la descomposición en valores singulares de las dos matrices de canal).

A partir de la ecuación (15) aplicada a $\mathbf{v}_{1j}$ en lugar de $\mathbf{v}_{12}$ para SINR_1 y a $\mathbf{v}_{2j'}$ en lugar de $\mathbf{v}_{22}$ para SINR_2 , se constata que esta optimización conduce a encontrar los vectores propios $\mathbf{v}_{1j}$ y $\mathbf{v}_{2j'}$, maximizando respectivamente $|\mathbf{v}_{1j}^H \mathbf{v}_{21}|$ y $|\mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{2j'}|$ y a calcular los filtros de codificación previa correspondientes por la fórmula (13).

En el sentido ascendente (Up Link : UL), donde dos usuarios T_1 y T_2 emiten hacia un emisor de nodo central NC, se usan las hipótesis y las anotaciones siguientes, usando la notación 'ul' en índice para diferenciar las variables usadas en el enlace ascendente UL y en enlace descendente DL:

- K_e antenas de emisión (para cada usuario $K_e=K_u$) y K_r antenas de recepción (al nivel del nodo central $K_r=K_c$),
- Señales emitidas: $s_{ul,i}(n)$ señal emitida por el usuario T_i hacia el nodo central NC, con $i = 1$ y 2 con $E[|s_{ul,i}(n)|^2] = 1$, i es el índice de un usuario, n es el índice de la muestra de señal emitida,
- $\mathbf{v}_{ul,i}$, vector de tamaño K_e , para $i = 1$ y 2 , $\mathbf{v}_i$ designa el filtro de codificación previa usada por el usuario T_i para la emisión de las señales hacia el nodo central NC, el coeficiente de este filtro que corresponde a la antena k se anota $v_{ul,i,k}$ con $k=1, \dots, K_e$,
- Expresión de la señal multicanal recibida sobre la red de sensores del nodo central:

$$\mathbf{x}(n) = H_{ul,1} \mathbf{v}_{ul,1} s_{ul,1}(n) + H_{ul,2} \mathbf{v}_{ul,2} s_{ul,2}(n) + \mathbf{b}(n) \quad (16)$$

Se anota $\mathbf{h}_{ul,1} = H_{ul,1} \mathbf{v}_{ul,1}$, $\mathbf{h}_{ul,2} = H_{ul,2} \mathbf{v}_{ul,2}$.

- 10 En el sentido ascendente UL, contrariamente al sentido ascendente DL, cada usuario T_i llega a la red de recepción del nodo central con su propio canal H_i y solo hay una sola red de recepción (el nodo central NC).

La ecuación anterior se escribe:

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{h}_{ul,1} s_{ul,1}(n) + \mathbf{h}_{ul,2} s_{ul,2}(n) + \mathbf{b}(n) \quad (17)$$

La figura 3 esquematiza los procesamientos efectuados para el caso del enlace ascendente UL:

- 15
- las señales $s_{ul,1}(n)$ y $s_{ul,2}(n)$ a emitir por cada uno de los dos usuarios T_1 y T_2 hacia el nodo central se filtran por los filtros de emisión asociados $\mathbf{v}_{ul,1}$ 301 y $\mathbf{v}_{ul,2}$ 302, hacia el nodo central NC,
 - después del paso en el canal de propagación, la señal recibida $\mathbf{x}(n)$ por el nodo central NC se filtra en recepción por los filtros $\mathbf{w}_{ul,1}^*$ 305 y $\mathbf{w}_{ul,2}^*$ 306 para obtener respectivamente las señales $y_{ul,1}(n)$ y $y_{ul,2}(n)$ que son seguidamente procesadas por los procesamientos conocidos por el experto en la materia (desentrelazado, decodificación, etc.) para obtener la información útil emitida para cada usuario con
- 20

$$y_{ul,i}(n) = \sum_{k=1}^{K_r} w_{ul,i,k}^* x_k(n) = \mathbf{w}_{ul,i}^H \mathbf{x}(n) \text{ para } i = 1, 2.$$

Para optimizar la recepción de los dos usuarios al nivel del nodo central NC, se selecciona, como en el caso DL, anular $\mathbf{h}_{ul,1}^H \mathbf{h}_{ul,2} = \mathbf{v}_{ul,1}^H H_{ul,1}^H H_{ul,2} \mathbf{v}_{ul,2}$, lo que, contrariamente al caso DL, conduce a una sola ecuación (en lugar de dos), que se expresa a partir de la descomposición SVD de $H_{ul,1}$ y $H_{ul,2}$:

$$\mathbf{h}_{ul,1}^H \mathbf{h}_{ul,2} = \mathbf{v}_{ul,1}^H V_{ul,1} \Sigma_{ul,1}^H U_{ul,1}^H U_{ul,2} \Sigma_{ul,2} V_{ul,2}^H \mathbf{v}_{ul,2} = 0 \quad (18)$$

De la misma manera que en el caso descendente DL, y usando las mismas anotaciones, las ponderaciones de emisión $\mathbf{v}_{ul,1}$ y $\mathbf{v}_{ul,2}$ de soluciones de la ecuación (18) se buscan en el espacio generado por los primeros vectores propios procedentes de las descomposiciones en valores singulares SVD efectuadas sobre las matrices de canal $H_{ul,1}$ y $H_{ul,2}$:

$$\begin{aligned} v_{ul,1} &= \frac{v_{ul,11} + \alpha^* v_{ul,12}}{\sqrt{1 + |\alpha|^2}} \\ v_{ul,2} &= \frac{v_{ul,21} + \lambda v_{ul,22}}{\sqrt{1 + |\lambda|^2}} \end{aligned} \quad (19)$$

30

Después de algunos cálculos, se puede mostrar que el par (α, λ) es la solución de la siguiente ecuación:

$$(A + \lambda B) + \alpha(C + \lambda D) = 0 \quad (20)$$

con:

$$\begin{cases} A = \sigma_{ul,11}\sigma_{ul,21}\mathbf{u}_{ul,11}^H\mathbf{u}_{ul,21} \\ B = \sigma_{ul,11}\sigma_{ul,22}\mathbf{u}_{ul,11}^H\mathbf{u}_{ul,22} \\ C = \sigma_{ul,12}\sigma_{ul,21}\mathbf{u}_{ul,12}^H\mathbf{u}_{ul,21} \\ D = \sigma_{ul,12}\sigma_{ul,22}\mathbf{u}_{ul,12}^H\mathbf{u}_{ul,22} \end{cases} \quad (21)$$

Las SNIR asociadas se escriben de la misma manera que en el caso DL:

$$\begin{cases} SNIR_1 = \frac{\sigma_{ul,11}^2 + \sigma_{ul,12}^2|\alpha|^2}{1 + |\alpha|^2} \\ SNIR_2 = \frac{\sigma_{ul,21}^2 + \sigma_{ul,22}^2|\lambda|^2}{1 + |\lambda|^2} \end{cases} \quad (22)$$

5 Varias posibilidades son utilizables en el ámbito de la invención para determinar el par (α, λ) de solución de la ecuación (18) y que permiten optimizar un criterio basado en las SNIR asociadas a los dos usuarios (este criterio es del mismo tipo que en el caso DL).

Como en el caso del enlace descendente DL, cuando el número de antenas de emisión es estrictamente superior a dos, es posible iterar el procedimiento buscando los vectores $\mathbf{v}_{ul,1}(i)$ y $\mathbf{v}_{ul,2}(j)$ formados a partir de los diferentes vectores propios asociados a las dos matrices de canal según la fórmula (13) adaptada al caso UL y se selecciona el par (i, j) que conduce a la optimización del criterio de SNIR, donde j y j' están comprendidos entre dos y K_e .

Para la implementación del procedimiento según la invención, una solución ilustrada en la figura 4, consiste en usar para transmitir los datos, una trama que comprende al menos dos tipos de ranuras: las ranuras MIMO_DATA y las ranuras MIMO_REF. La figura 4 da un ejemplo de formato de trama usado en el procedimiento según la invención.

15 Cada trama n de 200 ms, por ejemplo, está compuesta por una subtrama DL de 100 ms, para el enlace entre el NC y los dos usuarios T_1 y T_2 , y de una subtrama UL de 100 ms, para el enlace entre los dos usuarios T_1 y T_2 y el nodo central NC.

Cada subtrama está compuesta, por ejemplo:

- De una ranura MIMO_DATA de dos cojinetes, por ejemplo, que permite transmitir los coeficientes de las dos matrices de canal que se han estimado durante la trama anterior sobre una ranura MIMO_REF, 41, para cada sentido de enlace,
- De N ranuras MIMO_DATA que permiten transmitir la información útil, 43,
- De una ranura MIMO_REF, 44, por ejemplo, formada de un cojinete y que permite la estimación de las matrices de canal en los dos sentidos del enlace (ascendente y descendente). Cabe destacar que, las antenas de emisión y de recepción, pueden ser diferentes: las matrices de canal deben, por lo tanto, estimarse para cada sentido de enlace.

La trama dura T ms. La matriz de canal estimada en el instante t , por lo tanto, se usa menos T ms más tarde. El principio supone, por lo tanto, una buena estacionariedad del canal en esta duración. Con el fin de reducir la duración entre la estimación de la matriz de canal sobre la trama n y su explotación para la emisión de las ranuras MIMO_DATA de la trama $n+1$, la ranura MIMO_REF puede emitirse ventajosamente al final de cada subtrama.

30 La ranura MIMO_REF se forma por un cojinete, sobre el cual cada antena de emisión emite su propia frecuencia de aprendizaje. Estas secuencias de aprendizaje pueden obtenerse ventajosamente a partir de cambios cíclicos efectuados sobre una secuencia Cazac $d(n)$ de longitud N [tal como se describe en la publicación de X. Hoy y H. Kayama, "Demodulación Reference Signal Design and Channel Estimation for LTE-Advanced Uplink", Advances in Vehicular Network Technologies, Dr. Miguel Almeida (Ed.), InTech, 2001] o por cualquier otro procedimiento conocido por el experto en la materia que permita emitir simultáneamente secuencias de aprendizaje sobre las diferentes antenas de emisión con el fin de estimar la matriz de canal de propagación asociada (por ejemplo, para una forma de onda paralela, se puede emitir sobre cada antena de emisión pilotos situados sobre dos frecuencias diferentes y una interpolación se efectúa en la recepción para estimar el canal asociado a cada antena de emisión):

- en el sentido descendente DL, la secuencia de aprendizaje $d_k(n)$, para $n = 1, \dots, N$ emitida sobre la antena $k = 1, \dots, K_e$, se obtiene a partir de esta secuencia Cazac, con un cambio cíclico de valor $(k-1) N/K_e$;

◦

$$d_k(n) = d\left(\left(n + \frac{k-1}{K_e}N\right) \text{ modulo } N\right)$$

- en el sentido ascendente UL, la secuencia de aprendizaje $d_{i,k}(n)$ emitida sobre la antena $k = 1, \dots, K_e$, del usuario T_i se obtiene a partir de esta secuencia de Cazac, con un cambio cíclico de valor $[(k-1)+(i-1)K_e]N/(2K_e)$.

5

$$d_{i,k}(n) = d\left(\left(n + \frac{k-1+(i-1)K_e}{2K_e}N\right) \text{ modulo } N\right)$$

Este procedimiento permite emitir secuencias ortogonales sobre las diferentes vías de emisión, así como facilitar la estimación de canal. Se usa en los dos sentidos del enlace ascendente, descendente.

10

Las ranuras MIMO_Data constan de bloques de informaciones útiles y de bloques de secuencia de aprendizaje. Una secuencia de aprendizaje está asociada a cada usuario. Puede definirse ventajosamente a partir de una secuencia Cazac, con un desfase cíclico asociado a cada usuario en los dos sentidos descendente DL y ascendente UL. En los dos sentidos del enlace, las ranuras MIMO_Data se emiten usando las ponderaciones que permiten la formación de haces o beamforming en emisión:

15

- Señales moduladas a emitir para cada usuario $T_i : s_i(n)$ para $i = 1$ y 2 , y $n = 1, \dots, N_{DATA}$, donde N_{DATA} es el número de muestras a emitir sobre una ranura MIMO_DATA, que consta de los bloques de información útil y los bloques de secuencia de aprendizaje,
- Señales moduladas a emitir para cada usuario T_i sobre cada antena $k = 1$ a K_e señal $s_i(n)$ con ponderación de emisión $v_{k,i} : x_{k,i}(n) = v_{k,i} s_i(n)$ para $i = 1$ y 2 y $k = 1$ a K_e , $v_{k,i}$ corresponde al componente k del vector $\mathbf{V}_i$,
- Las ponderaciones en emisión se calculan según un algoritmo definido para el sentido descendente DL y un algoritmo definido para el sentido ascendente UL,
- Cada usuario T_i tiene su propia secuencia de aprendizaje.

20

Notas:

- Sentido descendente DL:

25

- Las señales a emitir sobre cada antena k de la red de antena del NC corresponden a la suma de las señales asociadas a cada usuario: $x_k(n) = x_{k,1}(n) + x_{k,2}(n)$,

- Las señales a emitir por cada usuario i sobre cada antena k se emiten de forma independiente y simultánea sobre las redes de antena de T_1 y $T_2 : x_{k,i}(n)$,

30

El principio de la solución usada, en bucle cerrado, supone, a priori, que la transmisión se hace en frecuencia fija. También se puede realizar en evasión de frecuencia (EVF): las etapas del procedimiento descritas anteriormente se implementarán entonces de forma independiente sobre cada frecuencia de la evasión de frecuencia.

La figura 5 ilustra la secuenciación de las etapas implementadas por el procedimiento según la invención al nivel de cada usuario y al nivel del nodo central.

Para la emisión de los datos sobre el enlace descendente, figura 5, el procedimiento según la invención hace intervenir las siguientes etapas:

35

- Etapa 501 (subtrama DL de la trama n): emisión de una ranura MIMO_REF por el nodo central NC sobre cada antena de emisión, las señales emitidas por el nodo central se procesan por el receptor de cada usuario durante la etapa 502 a continuación,

- Etapa 502 (subtrama DL de la trama n): estimación de las matrices de canal H_1 y H_2 por cada usuario T_1 y T_2 según una técnica conocida por el experto en la materia,

40

- Etapa 503 (subtrama UL de la trama n): envía matrices de canal estimadas $\hat{H}_1$ y $\hat{H}_2$ para cada usuario T_1 y T_2 al nodo central NC. Las matrices de canal se envían sobre el mismo recurso de tiempo-frecuencia por los dos usuarios, con ayuda de una ranura MIMO_DATA, usando las ponderaciones de emisión calculadas sobre la ranura anterior para el sentido UL durante la etapa 510,

45

- Etapa 504 (subtrama UL de la trama n): cálculo de las ponderaciones de emisión v_i por el nodo central, a partir de las matrices de canal estimadas $\hat{H}_1$ y $\hat{H}_2$ para cada usuario T_1 y T_2 según las etapas descritas anteriormente

para la vía descendente y aplicando las fórmulas (6) a (13),

◦ Etapa 505 (subtrama DL de la trama n+1): emisión de las ranuras MIMO_DATA, que contienen los datos útiles a emitir por el nodo central NC con destino a los dos usuarios. La señal $s_i(n)$ formada de este modo de las diferentes ranuras de datos útiles se emite con las ponderaciones de emisión v_i calculadas en la etapa 504: se obtiene la señal $v_{1,k} s_1(n) + v_{2,k} s_2(n)$ a emitir sobre la antena de emisión k ,

◦ Etapa 506 (subtrama DL de la trama n+1): recepción de los datos útiles por T_1 y T_2 con ayuda de los vectores de ponderación de recepción w_i . Estos vectores w_i se calculan en la recepción por T_1 y T_2 con ayuda de un algoritmo de recepción SIMO conocido por el experto en la materia, que consta, posiblemente de la antiinterferencia, y son independientes del cálculo de las ponderaciones de emisión. Como algoritmo de recepción SIMO, es posible usar el algoritmo descrito en la patente US6242415. El uso de un algoritmo que consta de la antiinterferencia no es estrictamente necesario en el procedimiento, pero permite optimizar los rendimientos.

Para la emisión de los datos sobre el enlace ascendente, figura 5, el procedimiento según la invención hace intervenir las siguientes etapas:

◦ Etapa 507 (subtrama UL de la trama n): emisión de una ranura MIMO_REF por cada usuario T_1 y T_2 sobre cada una de sus antenas de emisión, las señales emitidas por cada usuario se procesan por el receptor del nodo central durante la etapa 508 a continuación,

◦ Etapa 508 (subtrama UL de la trama n): estimación por el NC de las matrices de canal $H_{ul,1}$ y $H_{ul,2}$ asociadas a cada usuario T_1 y T_2 , según una técnica conocida por el experto en la materia,

◦ Etapa 509 (subtrama DL de la trama n+1): envía matrices de canal $H_{ul,1}$ y $H_{ul,2}$ estimadas por el nodo central a cada usuario. Las matrices de canal se envían sobre una ranura MIMO_DATA usando las ponderaciones de emisión calculadas sobre la ranura anterior para el sentido DL,

◦ Etapa 510 (subtrama DL de la trama n+1): cálculo de las ponderaciones de emisión $v_{ul,i}$ para cada usuario T_1 y T_2 , a partir de las matrices de canal $H_{ul,1}$ y $H_{ul,2}$ estimadas por el nodo central NC, según las etapas descritas anteriormente para la vía ascendente aplicando las fórmulas (19) a (22),

◦ Etapa 511 (subtrama UL de la trama n+1): emisión de las N ranuras MIMO_DATA que contienen los datos útiles a emitir por cada usuario con destino al nodo central NC. Las señales $s_{ul,i}(n)$ formadas de este modo de las diferentes ranuras de datos útiles se emiten con destino al nodo central NC con las ponderaciones emitidas $v_{ul,i}$ calculadas en la etapa 509: se obtiene la señal $v_{ul,i,k} s_{ul,i}(n)$ a emitir por el usuario i sobre la antena k ,

◦ Etapa 512 (subtrama UL de la trama n+1): recepción de los datos útiles asociados a U_1 y U_2 por el NC con ayuda de los vectores de ponderación de recepción $w_{ul,i}$. Estos vectores $w_{ul,i}$ se calculan en la recepción por el usuario T_1 y al usuario T_2 con ayuda de un algoritmo de recepción SIMO conocido por el experto en la materia, que consta posiblemente de la antiinterferencia, pero no se calculan en el procedimiento de cálculo de las ponderaciones de emisión. El uso de un algoritmo que consta de la antiinterferencia no es estrictamente necesario en el procedimiento, pero permite optimizar los rendimientos.

Sin salir del ámbito de la invención, el procedimiento cuyo ejemplo acaba de darse, a título ilustrativo, se aplica en el caso donde el número de antenas en emisión es diferente del número de antenas en recepción sobre los diferentes usuarios. Por ejemplo, es posible tener dos antenas en emisión y cuatro antenas en recepción al nivel de cada usuario. Esto es posible reagrupando los recursos de dos estaciones SIMO que tienen cada una una antena de emisión y dos antenas de recepción, haciendo una de las dos antenas emisión/recepción, por ejemplo.

La invención se aplica cuando la modulación usada para la emisión de los datos útiles $s_i(n)$ es una modulación en serie o una modulación paralela. En el ámbito de una forma de onda paralela, las ponderaciones v_i usadas en los dos sentidos del enlace pueden aplicarse frecuencia a frecuencia (en este caso, cabe estimar una matriz de canal y calcular las ponderaciones en cada frecuencia) o globalmente sobre la señal a emitir (un solo juego de ponderaciones se aplica a cada frecuencia).

En presencia de multitrayectos de propagación, la invención se aplica usando el trayecto más fuerte (el que corresponde a la energía máxima recibida sobre el conjunto de los sensores para cada usuario) para calcular las ponderaciones de emisión. La recepción se efectúa usando un algoritmo de ecualización multisensores conocido por el experto en la materia.

El procedimiento y el sistema según la invención ofrecen, en particular, las siguientes ventajas:

- Un aumento de alcance mediante una formación de haces (beamforming) en emisión y en recepción,
- Un aumento de la tasa, mediante la optimización del balance de enlace (beamforming, diversidades espacial, temporal y frecuencial) y/o la multiplexación espacial de trenes binarios independientes.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para multiplexar espacialmente enlaces de comunicaciones de tipo de múltiples entradas múltiples salidas MIMO, para enlaces descendentes (DL) y/o para enlaces ascendentes (UL), en el seno de una red de comunicación que comprende, al menos, un nodo central NC que comprende una red de emisión/recepción y, al menos, dos usuarios T_1, T_2 , estando cada uno de dichos dos usuarios equipado con una red de emisión/recepción de procedimiento, en el que:

• Para calcular los coeficientes usados en la emisión (codificación previa) se impone a los dos vectores de canales asociados a cada uno de los dos usuarios T_1, T_2 ser ortogonales al nivel de la red de recepción de nodo central (UL) o de la red de recepción de los usuarios (DL), estando dicho procedimiento **caracterizado porque**

• Se determinan los coeficientes en emisión de una señal para el enlace descendente DL emitidos del nodo central NC hacia al menos cada usuario T_i que consta de K_e antenas de emisión, $i = 1$ y 2 , ejecutando al menos las siguientes etapas:

◦ Calcular los vectores de codificación previa $\mathbf{v}_1$ y $\mathbf{v}_2$ asociados respectivamente a los dos usuarios T_1, T_2 , buscándolos como una combinación lineal de los vectores propios asociados a los dos valores más grandes propios de la descomposición en valores singulares SVD de las matrices de canal $\mathbf{H}_1$ y $\mathbf{H}_2$ del enlace descendente, donde α y λ son dos variables complejas:

$$\mathbf{v}_1 = \frac{\mathbf{v}_{11} + \alpha^* \mathbf{v}_{12}}{\sqrt{1 + |\alpha|^2}}$$

$$\mathbf{v}_2 = \frac{\mathbf{v}_{21} + \lambda \mathbf{v}_{22}}{\sqrt{1 + |\lambda|^2}}$$

α es solución de una ecuación de segundo grado:

$$a \alpha^2 + b \alpha + c = 0$$

con:

$$\begin{cases} a = \sigma_{12}^2 (\sigma_{21}^2 - \sigma_{22}^2) \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{21} \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{22} \\ b = (\sigma_{12}^2 \sigma_{21}^2 - \sigma_{22}^2 \sigma_{11}^2) \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{21} \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{22} + (\sigma_{21}^2 \sigma_{11}^2 - \sigma_{12}^2 \sigma_{22}^2) \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{21} \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{22} \\ c = \sigma_{11}^2 (\sigma_{21}^2 - \sigma_{22}^2) \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{21} \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{22} \end{cases}$$

se obtienen dos valores para α y se determina para cada valor α_1, α_2 el valor de λ asociado por la fórmula:

$$\lambda = - \frac{\alpha \sigma_{12}^2 \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{21} + \sigma_{11}^2 \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{21}}{\alpha \sigma_{12}^2 \mathbf{v}_{12}^H \mathbf{v}_{22} + \sigma_{11}^2 \mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{22}}$$

◦ seleccionar de entre los dos pares de valores (α_1, λ_1) y (α_2, λ_2) el par que maximiza una función de las SNIR asociadas a los dos usuarios, definidos como sigue:

$$\begin{cases} SNIR_1 = \frac{\sigma_{11}^2 + \sigma_{12}^2 |\alpha|^2}{1 + |\alpha|^2} \\ SNIR_2 = \frac{\sigma_{21}^2 + \sigma_{22}^2 |\lambda|^2}{1 + |\lambda|^2} \end{cases}$$

donde σ_{ij}^2 corresponde al cuadrado del valor singular j de la matriz de canal $\mathbf{H}_i$.

2. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado porque** la función a maximizar corresponde a $\text{Min}(SNIR_1, SNIR_2)$ o a la suma $SNIR_1 + SNIR_2$ o a la suma $\log_2(1 + SNIR_1) + \log_2(1 + SNIR_2)$.

3. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado porque** el número de antenas en la emisión es superior a dos, y **porque** consta de una o varias etapas de iteración buscando los vectores $\mathbf{v}_1(j)$ y $\mathbf{v}_2(j)$ formados a partir de los

vectores propios $\mathbf{v}_{11}$ y $\mathbf{v}_{21}$ asociados al valor máximo de los valores singulares de los SVD de las dos matrices de canal de los dos usuarios T_1, T_2 y a los vectores propios $\mathbf{v}_{1j}$ y $\mathbf{v}_{2j}$,

$$\begin{cases} \mathbf{v}_1(j) = \frac{\mathbf{v}_{11} + \alpha(j)^* \mathbf{v}_{1j}}{\sqrt{1 + |\alpha(j)|^2}} \\ \mathbf{v}_2(j') = \frac{\mathbf{v}_{21} + \lambda(j') \mathbf{v}_{2j'}}{\sqrt{1 + |\lambda(j')|^2}} \end{cases}$$

5 donde j y j' son índices comprendidos entre dos y K_e y seleccionando los valores de $\alpha(j)$ y $\lambda(j')$ que conducen a una maximización de una función de $SNIR_1$ y de $SNIR_2$.

4. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 o 2, **caracterizado porque**, para un canal de propagación de dimensión igual a uno, se determinan los valores de los coeficientes de los filtros de codificación previa a partir de una combinación lineal del primer vector propio de los SVD efectuados sobre las dos matrices de canal y de los vectores propios $\mathbf{v}_{1j}$ y $\mathbf{v}_{2j}$, que maximizan respectivamente $|\mathbf{v}_{1j}^H \mathbf{v}_{21}|$ y $|\mathbf{v}_{11}^H \mathbf{v}_{2j}|$.

10 5. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** en el caso del enlace ascendente de un usuario hacia el nodo central, el procedimiento consta de las siguientes etapas:

◦ Calcular las ponderaciones para la emisión $\mathbf{v}_{ul,1}$ y $\mathbf{v}_{ul,2}$ de la señal en un espacio generado por los dos primeros vectores propios procedentes de las descomposiciones en valores singulares SVD efectuados sobre las matrices de canal $H_{ul,1}$ y $H_{ul,2}$:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{ul,1} &= \frac{\mathbf{v}_{ul,11} + \alpha^* \mathbf{v}_{ul,12}}{\sqrt{1 + |\alpha|^2}} \\ \mathbf{v}_{ul,2} &= \frac{\mathbf{v}_{ul,21} + \lambda \mathbf{v}_{ul,22}}{\sqrt{1 + |\lambda|^2}} \end{aligned}$$

donde el par (α, λ) es solución de la ecuación:

$$(A + \lambda B) + \alpha(C + \lambda D) = 0$$

con:

$$\begin{cases} A = \sigma_{ul,11} \sigma_{ul,21} \mathbf{u}_{ul,11}^H \mathbf{u}_{ul,21} \\ B = \sigma_{ul,11} \sigma_{ul,22} \mathbf{u}_{ul,11}^H \mathbf{u}_{ul,22} \\ C = \sigma_{ul,12} \sigma_{ul,21} \mathbf{u}_{ul,12}^H \mathbf{u}_{ul,21} \\ D = \sigma_{ul,12} \sigma_{ul,22} \mathbf{u}_{ul,12}^H \mathbf{u}_{ul,22} \end{cases}$$

◦ seleccionar de entre los pares (α, λ) los pares que maximizan una función de las dos SINR ($SNIR_1, SNIR_2$) asociadas a los dos usuarios:

$$\begin{cases} SNIR_1 = \frac{\sigma_{ul,11}^2 + \sigma_{ul,12}^2 |\alpha|^2}{1 + |\alpha|^2} \\ SNIR_2 = \frac{\sigma_{ul,21}^2 + \sigma_{ul,22}^2 |\lambda|^2}{1 + |\lambda|^2} \end{cases}$$

25 6. Procedimiento según la reivindicación 5, **caracterizado porque** las etapas se iteran buscando los vectores $\mathbf{v}_{ul,1}(j)$ y $\mathbf{v}_{ul,2}(j')$ formados a partir de los diferentes vectores propios asociados a las dos matrices de canal según la fórmula:

$$v_1(j) = \frac{v_{11} + \alpha(j)^* v_{1j}}{\sqrt{1 + |\alpha(j)|^2}}$$

$$v_2(j') = \frac{v_{21} + \lambda(j') v_{2j'}}{\sqrt{1 + |\lambda(j')|^2}}$$

y seleccionar el par (j, j') que conduce a la maximización de una función de las dos SINR ($SNIR_1, SNIR_2$).

- 5 7. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** las señales se transmiten con un formato de trama que se descompone en una subtrama DL para el enlace descendente y una subtrama UL para el enlace ascendente y **porque** cada una de las subtramas se descompone en:

- una ranura MIMO_REF sobre la que las secuencias de aprendizaje que permiten la estimación de las matrices de canal asociadas a cada usuario se emiten, (501), teniendo cada antena su propia secuencia de referencia,
- 10 - una ranura MIMO_DATA sobre la que las matrices de canal estimadas para cada uno de los usuarios se envían, con el fin de calcular vectores de codificación previa (510) para el otro sentido del enlace, usando las ponderaciones calculadas según las etapas de la reivindicación 1 y de la reivindicación 2 para el enlace descendente (509) y usando las ponderaciones calculadas según las etapas de las reivindicaciones 5 y 6 para el enlace ascendente, (503),
- 15 - N ranuras MIMO_DATA configuradas para emitir los datos útiles con destino al nodo central NC, usando las ponderaciones calculadas según las etapas de las reivindicaciones 2 y 3 para el enlace descendente y las ponderaciones calculadas según las etapas según las reivindicaciones 5 y 6 para el enlace ascendente.

8. Procedimiento según la reivindicación 7, **caracterizado porque** una ranura MIMO_REF se forma por un cojinete sobre el que cada antena de emisión emite su propia secuencia de referencia obtenida a partir de un cambio cíclico efectuado sobre una secuencia Cazac.

- 20 9. Sistema para multiplexar espacialmente enlaces de comunicaciones de tipo de múltiples entradas múltiples salidas MIMO, para enlaces descendentes (DL) y/o para enlaces ascendentes (UL), en el seno de una red de comunicación, comprendiendo dicho sistema, al menos, un nodo central NC que comprende una red de emisión/recepción y, al menos, dos usuarios T_1, T_2 , estando cada uno de dichos dos usuarios equipado con una red de emisión/recepción (10, 20) **caracterizado porque**:

- 25 ◦ cada uno de los dos usuarios está equipado con un procesador (12, 22) configurado para ejecutar las etapas del procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 8, comprendiendo dicho procesador un módulo de codificación previa (13, 23) que tiene por función determinar los coeficientes a usar al nivel de la emisión y un módulo de codificación posterior (14, 24) que tiene por función determinar los coeficientes a usar al nivel de la recepción,
- 30 ◦ el nodo central comprende un procesador (32) configurado para ejecutar las etapas del procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 8, comprendiendo dicho procesador un módulo de codificación previa (33) configurado para determinar los coeficientes a usar al nivel de la emisión y módulo de codificación posterior (34) que tiene por función determinar los coeficientes a usar al nivel de la recepción.

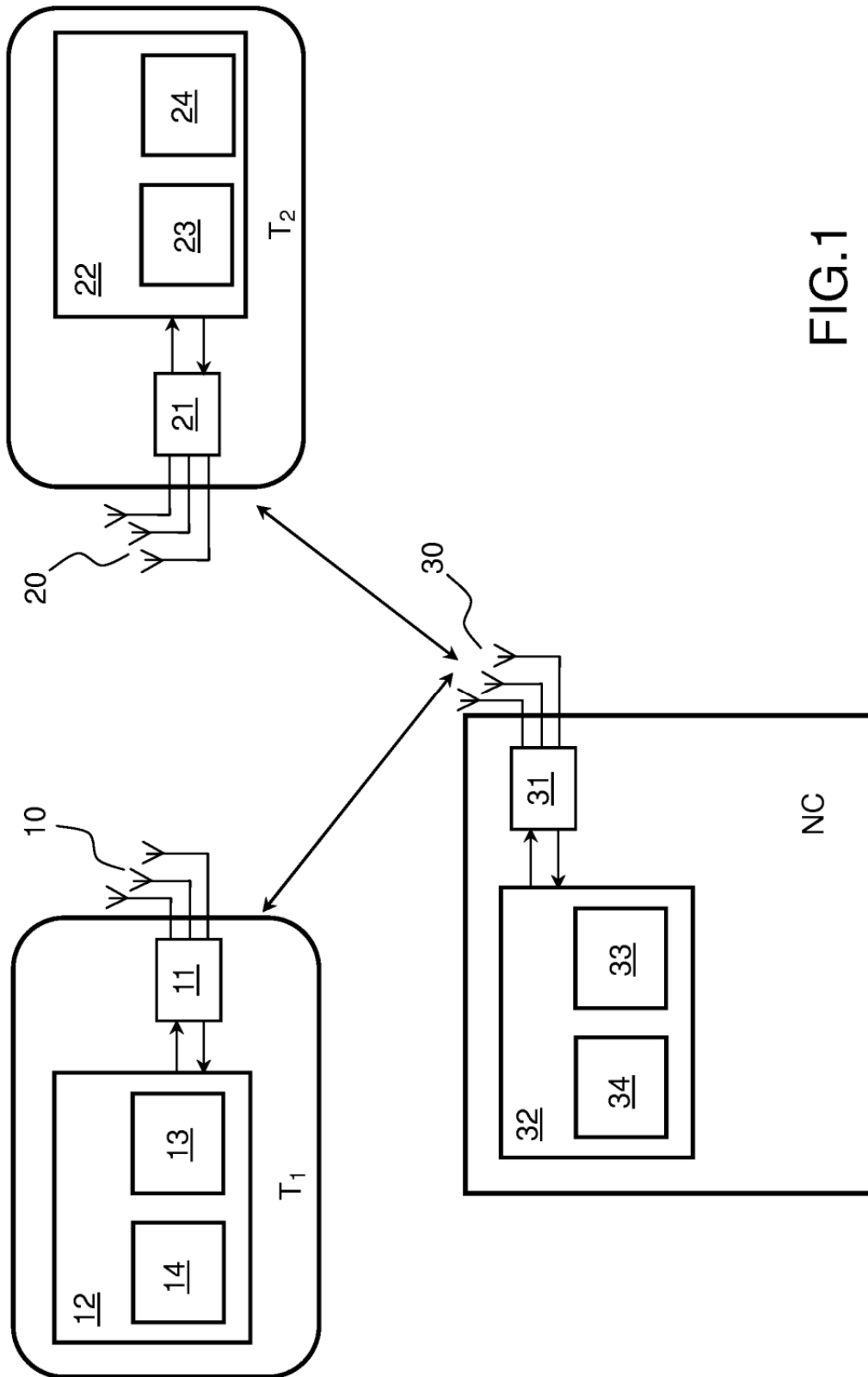


FIG.1

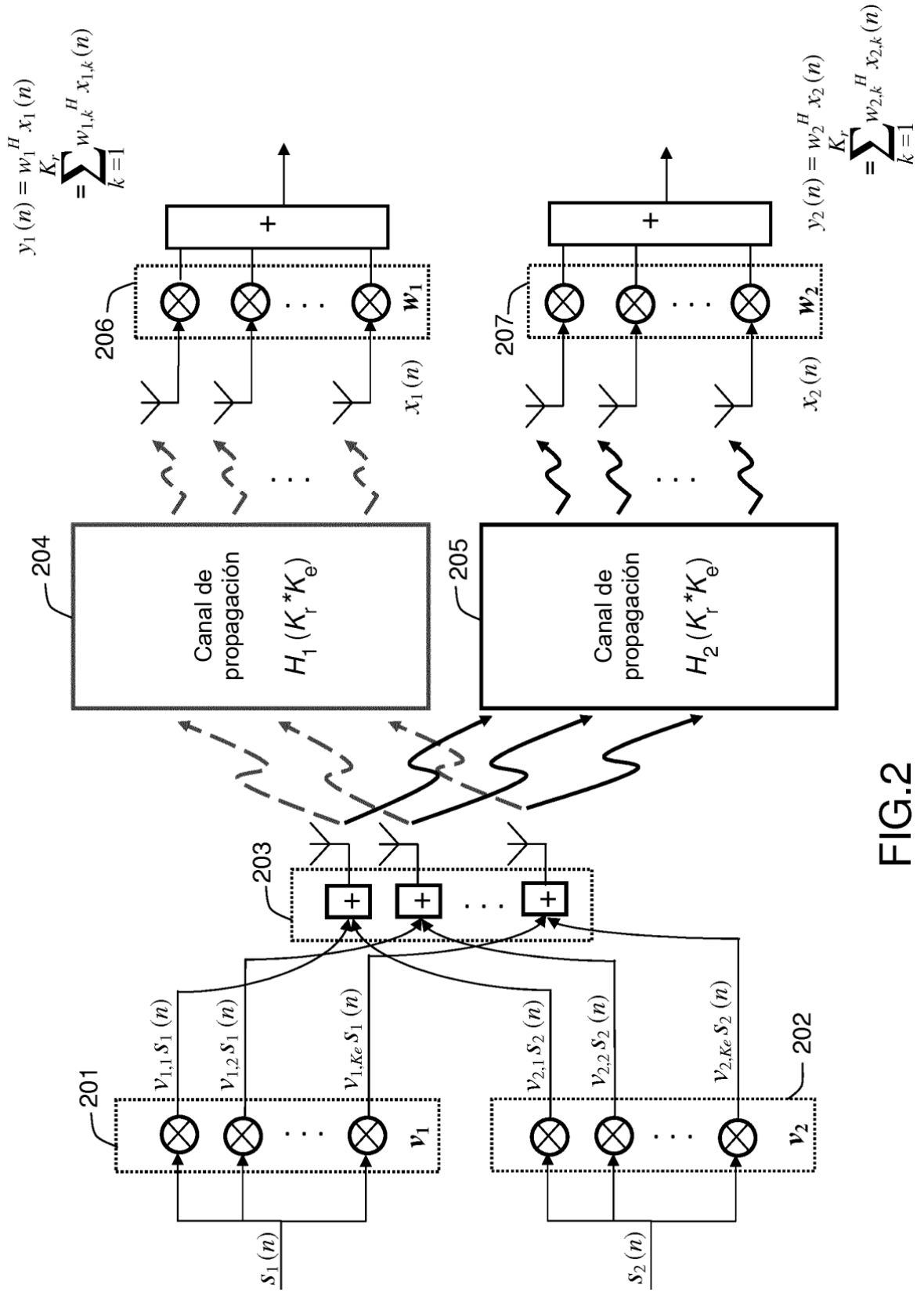


FIG.2

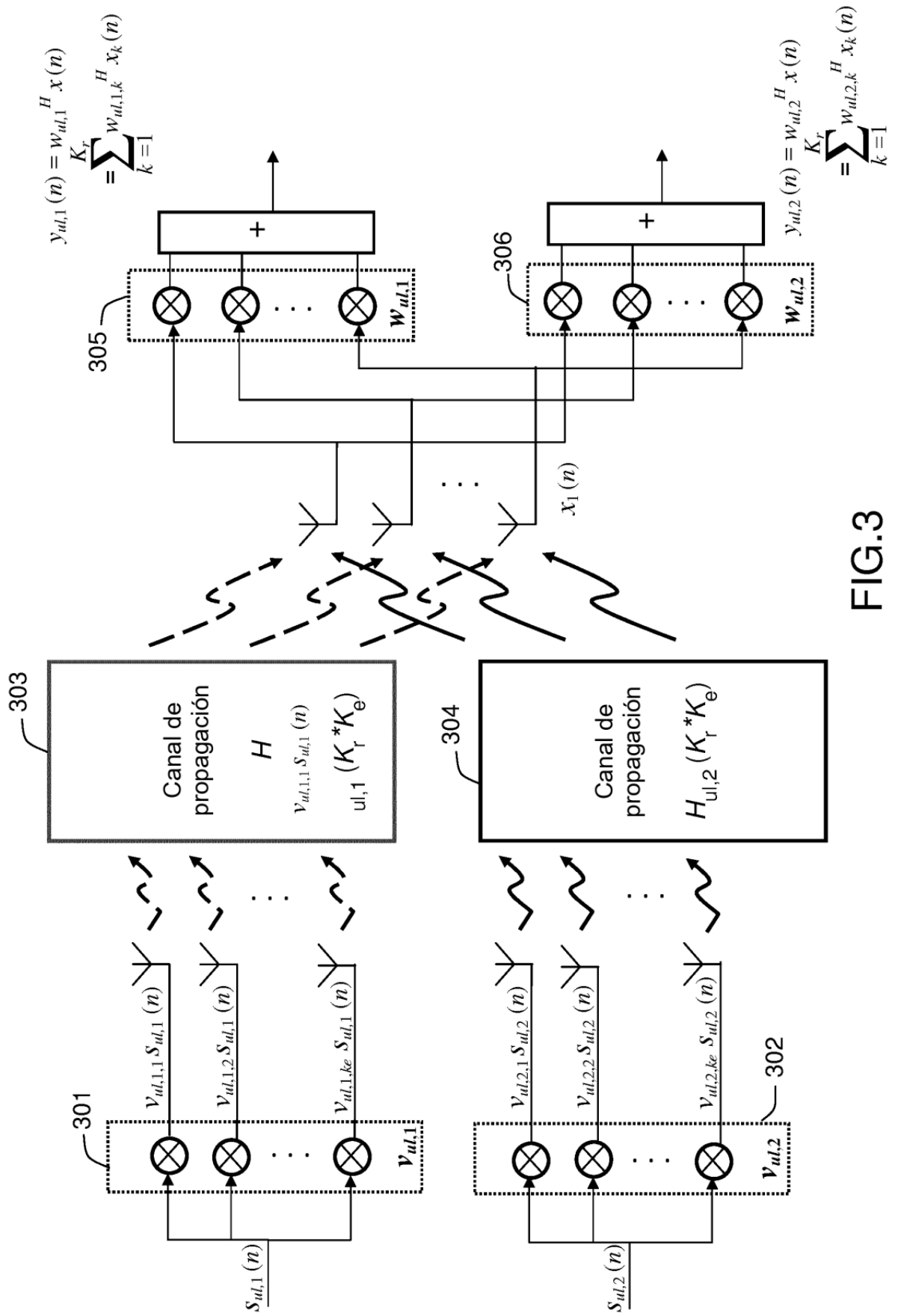


FIG.3

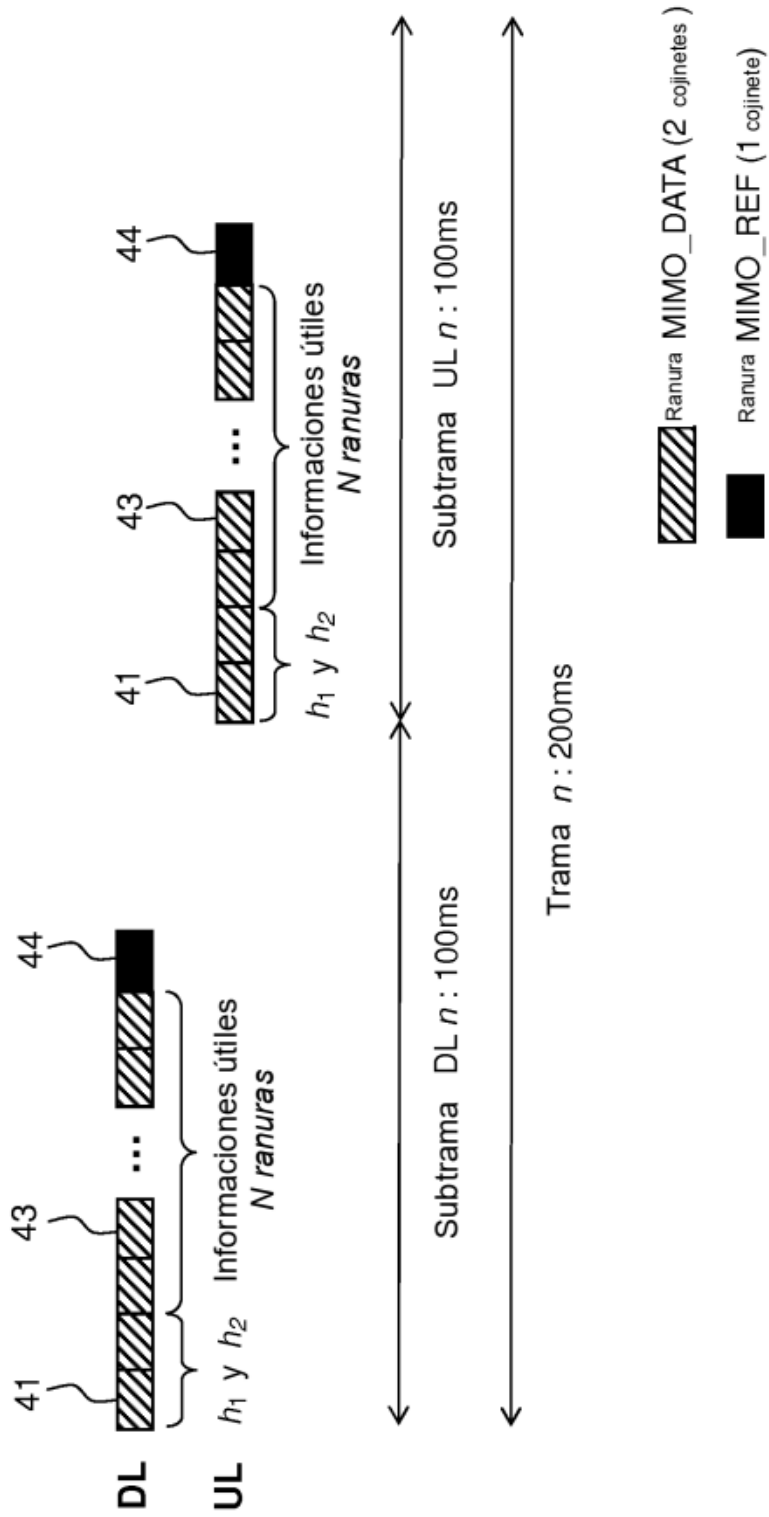


FIG.4

