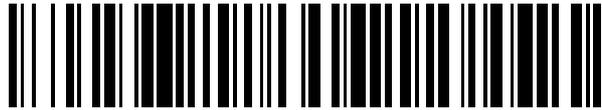


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 463 466**

51 Int. Cl.:

H04L 1/00 (2006.01)

H04L 1/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **15.12.2003 E 08161551 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **12.02.2014 EP 1981203**

54 Título: **Procedimiento y dispositivo multi-antenas de transmisión de señales**

30 Prioridad:

16.12.2002 FR 0216200

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

28.05.2014

73 Titular/es:

**ORANGE (100.0%)
78, rue Olivier de Serres
75015 Paris, FR**

72 Inventor/es:

**LE NIR, VINCENT;
HELARD, MARYLINE y
LE GOUABLE, RODOLPHE**

74 Agente/Representante:

PÉREZ BARQUÍN, Eliana

ES 2 463 466 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 dispositivo multi-antenas de transmisión de señales

Campo de la técnica

5 La presente invención se sitúa en el campo de los sistemas de comunicación inalámbrico de varias antenas de emisión, que corresponden a los sistemas MIMO (por Multiple Input Multiple Output en lengua inglesa) o a los sistemas MISO (por Multiple Input Single Output).

Antecedentes

10 Es conocido utilizar varias antenas de emisión en los sistemas de comunicación inalámbrico para reducir los efectos de los desvanecimientos multi-trayectos, y aumentar así la calidad del servicio del sistema. Esta técnica es particularmente descrita en el documento [1] titulado "A simple transmit diversity technique for wireless communications" de S.M Alamouti, IEEE JSAC, Vol.16, NO.8, Octubre 1998. En este documento, Alamouti define una codificación espacio-tiempo por bloques que permite explotar al máximo la diversidad espacial en un sistema de dos antenas de emisión y M antenas de recepción. Esta codificación es ilustrada con relación a las figuras 1, 2a, 2b, 3a y 3b adjuntas.

15 La figura 1 muestra un sistema de comunicación inalámbrico incluyendo dos antenas de emisión, E₁ y E₂, y una antena de recepción R₁. Cada antena de emisión emite un símbolo durante un intervalo temporal de duración T llamado a continuación intervalo de emisión. Para esta transmisión de símbolos, los desvanecimientos son considerados como constantes en dos intervalos de emisión consecutivos. Para los canales de Rayleigh, se considera que el canal entre las antenas E₁ y R₁ es igual a h₁=α₁e^{jβ₁} durante los dos primeros intervalos de emisión, denotados IT₁ e IT₂, y en h₃=α₃e^{jβ₃} durante los dos intervalos de emisión siguientes, denotados IT₃ e IT₄. Por igual, el canal entre las antenas E₂ y R₁ es igual a h₂=α₂e^{jβ₂} durante los intervalos IT₁ e IT₂ y a h₄=α₄e^{jβ₄} durante los intervalos IT₃ e IT₄.

La codificación espacio-tiempo por bloques expuesta en el documento [1] aplicada a los símbolos a transmitir es dada a continuación para dos casos:

- emisión de 2 símbolos s₁ y s₂;
- emisión de 4 símbolos s₁, s₂, s₃ y s₄;

25 En el primer caso, la codificación espacio-tiempo del documento [1] consiste en transmitir durante el intervalo temporal IT₁, simultáneamente los símbolos s₁ y s₂ y luego, durante el intervalo temporal IT₂, los símbolos -s₂^{*} y s₁^{*} respectivamente a partir de las antenas E₁ y E₂. Cada antena de emisión emite con una potencia p/2.

30 Como muestra la figura 2a, si se desprecia el ruido durante la transmisión, las señales r₁ y r₂ recibidas por la antena de recepción R₁, durante el intervalo IT₁ y el intervalo IT₂ respectivamente, son entonces:

$$\begin{cases} r_1 = h_1 \cdot s_1 + h_2 \cdot s_2 \\ r_2 = -h_1 \cdot s_2 + h_2 \cdot s_1 \end{cases}$$

donde ^{*} es el operador de conjugación complejo.

35 La figura 2b es una representación lineal virtual pero equivalente de la codificación espacio-tiempo por bloques de la figura 2a. Esta es obtenida transformando r₂ en -r₂^{*}. La representación matricial matemática de la codificación espacio-tiempo es entonces la siguiente:

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_1 & -h_2^* \\ h_2 & h_1^* \end{bmatrix}$$

40 Si, en recepción, se aplica a las señales recibidas la matriz de decodificación $\begin{bmatrix} h_1^* & h_2^* \\ -h_2 & h_1 \end{bmatrix}$, transconjugada de la

matriz de codificación $\begin{bmatrix} h_1 & -h_2^* \\ h_2 & h_1^* \end{bmatrix}$, se obtiene:

$$[s_1 \ s_2] \cdot \begin{bmatrix} h_1 & -h_2^* \\ h_2 & h_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_1^* & h_2^* \\ -h_2 & h_1 \end{bmatrix}$$

o sea

$$[s_1 \ s_2] \cdot \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & A \end{bmatrix} \text{ con } A = |h_1|^2 + |h_2|^2.$$

5

Estando dado que la matriz de codificación/decodificación $\begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & A \end{bmatrix}$ es una matriz diagonal, los símbolos emitidos son muy fáciles de detectar en recepción.

En el caso de una emisión de 4 símbolos s_1, s_2, s_3 y s_4 , estos últimos son emitidos sobre los 4 intervalos de emisión. El esquema de emisión es el siguiente:

10

	IT ₁	IT ₂	IT ₃	IT ₄
Antena E ₁	s_1	$-s_2$	s_3	$-s_4$
Antena E ₂	s_2	s_1	s_4	s_3

Como muestra la figura 3a, las señales r_1, r_2, r_3 y r_4 recibidas por la antena de recepción R₁, respectivamente durante los intervalos IT₁, IT₂, IT₃ e IT₄, son entonces:

15

- $r_1 = h_1 \cdot s_1 + h_2 \cdot s_2$
- $r_2 = -h_1 \cdot s_2 + h_2 \cdot s_1$
- $r_3 = h_3 \cdot s_3 + h_4 \cdot s_4$
- $r_4 = -h_3 \cdot s_4 + h_4 \cdot s_3$

20

La figura 3b es una representación lineal equivalente de la codificación espacio-tiempo por bloques de la figura 3a. La codificación espacio-tiempo de la figura 3b puede ser representada por el producto de las matrices siguientes:

$$[s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4] \cdot \begin{bmatrix} h_1 & -h_2^* & 0 & 0 \\ h_2 & h_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_3 & -h_4^* \\ 0 & 0 & h_4 & h_3^* \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} h_1^* & h_2^* & 0 & 0 \\ -h_2 & h_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_3^* & h_4^* \\ 0 & 0 & -h_4 & h_3 \end{bmatrix}$$

Si se aplica, en recepción, a este producto de matrices la matriz de decodificación

se obtiene:

25

$$[s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4] \cdot \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B & 0 \\ 0 & 0 & 0 & B \end{bmatrix}$$

con $A=|h_1|^2+|h_2|^2$ y $B=|h_3|^2+|h_4|^2$

Al igual que para el caso precedente, la matriz de codificación/decodificación al ser diagonal, es muy fácil de detectar en recepción los símbolos emitidos.

- 5 El principal inconveniente de esta codificación espacio-tiempo es que ésta no es generalizable a un sistema con más de dos antenas de emisión.

Los autores, tales como M.M.Da silva y A. Corrêa en su documento [2] titulado "Space time block coding for 4 antennas with coding rate 1", IEEE 7th Int. Symp. On Spread-Spectrum Tech And Appl., Praga, 2-5 de septiembre 2002, definieron una codificación espacio-tiempo para 4 antenas de emisión.

- 10 La figura 4 muestra un sistema de comunicación inalámbrico que incluye 4 antenas de emisión E_1, E_2, E_3 y E_4 y 1 antena de recepción R_1 en la cual es aplicada dicha codificación.

El esquema de emisión descrito en el documento [2] es el siguiente:

	IT ₁	IT ₂	IT ₃	IT ₄
Antena E ₁	s ₁	-s ₂	-s ₃	s ₄
Antena E ₂	s ₂	s ₁	-s ₄	-s ₃
Antena E ₃	s ₃	-s ₄	s ₁	-s ₂
Antena E ₄	s ₄	s ₃	s ₂	s ₁

- 15 Cada símbolo es emitido con una potencia p/4 sobre cada antena y para cada intervalo IT_i. Como muestra la figura 5a, si se desprecian los ruidos durante la transmisión, las señales r₁, r₂, r₃ y r₄ entonces recibidas por la antena de recepción R₁, respectivamente durante los intervalos IT₁, IT₂, IT₃ e IT₄, son:

- $r_1=h_1 \cdot s_1+h_2 \cdot s_2+h_3 \cdot s_3+h_4 \cdot s_4$
- $r_2=-h_1 \cdot s_2+h_2 \cdot s_1-h_3 \cdot s_4+h_4 \cdot s_3$
- $r_3=-h_1 \cdot s_3-h_2 \cdot s_4+h_3 \cdot s_1+h_4 \cdot s_2$
- $r_4=h_1 \cdot s_4-h_2 \cdot s_3-h_3 \cdot s_2+h_4 \cdot s_1$

20

La figura 5b es una representación lineal equivalente de la codificación espacio-tiempo por bloques de la figura 5a. La codificación espacio-tiempo de la figura 5b puede ser representada por el producto de las matrices siguientes:

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_1 & -h_2^* & -h_3^* & h_4 \\ h_2 & h_1^* & -h_4^* & -h_3 \\ h_3 & -h_4^* & -h_1^* & -h_2 \\ h_4 & h_3^* & h_2^* & h_1 \end{bmatrix}$$

- 25 Si se aplica en recepción, a este producto de matrices con matriz de decodificación

$$\begin{bmatrix} h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\ -h_2 & h_1 & -h_4 & h_3 \\ -h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_4^* & -h_3^* & -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix}, \text{ se obtiene:}$$

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A+B & 0 & 0 & In \\ h_2 & A+B & -In & 0 \\ 0 & -In & A+B & 0 \\ In & 0 & 0 & A+B \end{bmatrix}$$

con $In = 2 \cdot \text{Re}\{h_1 \cdot h_4^* - h_2 \cdot h_3^*\}$

La matriz de codificación/decodificación no es más diagonal y comprende términos llamados de interferencia intersímbolo. Estas interferencias son muy fuertes y necesitan generalmente una detección de los símbolos por un detector de máxima verosimilitud (Maximum Likelihood Detection en lengua inglesa) complejo de emplear. A fin de explotar al máximo la diversidad, Da Silva y Correia proponen precodificar los símbolos antes de su codificación espacio-tiempo.

Ellos proponen para esto utilizar una matriz de rotación compleja ortonormal A_8 definida de la manera siguiente:

$$A_8 = \begin{bmatrix} A_4 & A_4 \\ A_4 & -A_4 \end{bmatrix} / 2\sqrt{2} \quad \text{con} \quad A_4 = \begin{bmatrix} e^{j\varphi} & -je^{j\varphi} & e^{j\varphi} & -je^{j\varphi} \\ -je^{-j\varphi} & e^{-j\varphi} & -je^{-j\varphi} & e^{-j\varphi} \\ e^{-j\varphi} & -je^{-j\varphi} & -e^{-j\varphi} & je^{-j\varphi} \\ je^{j\varphi} & e^{j\varphi} & -je^{j\varphi} & -e^{j\varphi} \end{bmatrix}$$

Esta precodificación permite modificar la matriz global de emisión/recepción de los símbolos mientras mantiene la detección de los símbolos para máxima verosimilitud.

El artículo titulado "Space-Time Block Codes from Co-ordinate Interleaved Orthogonal Designs" de Md Zafar Ali Khan y B. Sundar Rajan, IEEE International Symposium on Information Theory, Nueva York, 30 de junio 2002, describe un procedimiento de emisión a partir de más de dos antenas de emisión y que utiliza una técnica de codificación espacio-tiempo llamada « Co-ordinate interleaved orthogonal designs (CIOD) ». El autor propone de hecho un esquema espacio temporal basado en la codificación de Alamouti pero no considera la precodificación. En esta técnica la matriz global GCLPOD (Generalized Complex Linear Processing Orthogonal Design) debe cumplir dos condiciones: los símbolo emitidos en las antenas deben corresponder a una combinación lineal de varios símbolos y de sus conjugados, y la matriz global debe ser ortogonal.

Un propósito de la invención es proponer un procedimiento que permita librarse de la detección de los símbolos para máxima verosimilitud en recepción.

Otro propósito de la invención es proponer un procedimiento de emisión de símbolos que permita emitir con dos antenas de emisión o más y tener en recepción una detección simple de los símbolos emitidos.

PRESENTACIÓN DE LA INVENCION

Según la invención, estos propósitos son alcanzados efectuando una etapa de precodificación con una matriz de precodificación particular que permite obtener, en recepción, una detección de los símbolos por aplicación de la matriz de precodificación inversa.

La invención se refiere a un procedimiento de emisión de una señal compuesta de una pluralidad de símbolos a partir de n_e antenas de emisión, siendo n_e un entero superior o igual a 2, que incluye las etapas siguientes:

- precodificar los símbolos a emitir de manera de generar, para cada paquete de m símbolos consecutivos a emitir, m combinaciones lineales de símbolos, siendo m un número entero igual a n_e , la precodificación consistiendo en aplicar a cada vector de m símbolos consecutivos a emitir, una matriz de precodificación ortonormada compleja de dimensión $m \times m$ de manera de formar dichas m combinaciones lineales de símbolos, y
- para cada paquete de m símbolos consecutivos a emitir, codificar dichas m combinaciones lineales según una codificación espacio-tiempo de manera de emitir unos tras otros los bloques de q combinaciones lineales codificadas con q entero inferior o igual a m , cada bloque de q combinaciones lineales codificadas siendo emitidas a partir de q' antenas de emisión, siendo q' un entero superior o igual a q , cada una de las combinaciones lineales codificadas de dicho bloque de q combinaciones lineales codificadas siendo emitidas durante q'' intervalos de emisión temporales consecutivos propios de dicho bloque a partir de una de dichas n_e antenas de emisión, siendo q'' un entero superior o igual a q .

Si se utiliza la codificación espacio-tiempo presentada en el documento [1],

- las combinaciones lineales codificadas son emitidas por bloques de 2 ($q=2$) durante 2 intervalos de tiempo consecutivos ($q''=2$);
- las combinaciones lineales codificadas son emitidas a partir de n_e antenas, n_e yendo de 2 a m ;
- cada bloque de dos combinaciones lineales es emitido a partir de dos antenas de emisión ($q'=2$);
- si $n_e=m$, cada combinación lineal codificada es emitida a partir de una antena de emisión que le es propia.

Ventajosamente, el procedimiento comprende además, antes de la etapa de codificación espacio-tiempo, una etapa de entrelazado de las combinaciones lineales para modificar el orden temporal de éstas y aumentar así la diversidad espacial de las emisiones. El tamaño de la matriz utilizada para realizar el entrelazado es $m' \times m'$, con m' superior o igual a m .

Según la invención, la etapa de precodificación consiste en aplicar, a cada vector de m símbolos consecutivos a emitir, una matriz de precodificación ortonormada compleja de dimensión mxm de manera de formar dichas m combinaciones lineales de símbolos. Dicha matriz de precodificación es de preferencia una matriz o una combinación de matrices perteneciente al grupo especial unitario SU(m). Dicha matriz de precodificación puede ser el producto de Kronecker de una matriz de Hadamard de orden $\frac{m}{k}$ y de una matriz del grupo especial unitario SU(k), siendo k un entero superior o igual a 2. La matriz del grupo Especial Unitario SU(2) puede ser del tipo

$$[SU(2)] = \begin{bmatrix} a & b \\ -b^* & a^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{i\theta_1} \cos \eta & e^{i\theta_2} \sin \eta \\ -e^{-i\theta_2} \sin \eta & e^{-i\theta_1} \cos \eta \end{bmatrix} \quad \text{con} \quad \eta = \frac{\pi}{4} + k' \frac{\pi}{2},$$

$$\theta_1 = -\theta_2 + \frac{\pi}{2} + k''\pi \quad \text{y} \quad \theta_2 = \theta_1 - \frac{\pi}{2}, \quad \text{siendo } k' \text{ y } k'' \text{ enteros relativos.}$$

En recepción, es suficiente según la invención aplicar la matriz de codificación espacio-tiempo inversa y la matriz de precodificación inversa para reencontrar los símbolos emitidos.

Así, la invención se refiere igualmente a un procedimiento de recepción de una señal compuesta de una pluralidad de símbolos emitidos a partir de n_e antenas de emisión, siendo n_e superior o igual a 2, con la ayuda de n_r antenas de recepción, siendo n_r un entero superior o igual a 1, dichos símbolos siendo emitidos según el procedimiento de emisión definido precedentemente.

El procedimiento que consiste en decodificar dichas m combinaciones lineales codificadas recibidas sobre cada una de dichas n_r antenas de recepción aplicándole una etapa de codificación espacio-tiempo inversa y una etapa de precodificación lineal inversa de estas a dicho procedimiento de emisión de manera de recuperar, a partir de las dichas m combinaciones lineales codificadas emitidas, los m símbolos emitidos.

Según una variante, la etapa de precodificación inversa consiste en aplicar a las combinaciones lineales salidas de la codificación espacio tiempo inversa, una matriz de precodificación inversa ortonormada compleja, los m símbolos recuperados correspondiendo al resultado de la aplicación de una matriz global que presenta los términos diagonales proporcionales a una suma de términos diagonales de una matriz diagonal, y presentando al menos varios términos no diagonales proporcionales a una diferencia entre los términos diagonales de la matriz diagonal, los otros términos no diagonales siendo nulos, la matriz diagonal correspondiendo a la transformación de las m combinaciones lineales de símbolos en las combinaciones lineales salidas de la codificación espacio-tiempo inversa.

La invención se refiere igualmente a otro procedimiento de recepción de un señal compuesta de una pluralidad de símbolos emitidos a partir de n_e antenas de emisión, siendo n_e superior o igual a 2, con la ayuda de n_r antenas de recepción, siendo n_r un entero superior o igual a 1, dichos símbolos siendo emitidos según un procedimiento de emisión mencionado que presenta un entrelazado,

y que consiste en decodificar dichas m combinaciones lineales codificadas recibidas sobre cada una de dichas n_r antenas de recepción aplicando una etapa de codificación espacio-tiempo inversa, una etapa de entrelazado inversa y una etapa de precodificación lineal inversa de estas en dicho procedimiento de emisión de manera de recuperar, a partir de dichas m combinaciones lineales codificadas emitidas, los m símbolos emitidos.

Según una variante, la etapa de precodificación inversa consiste en aplicar a las combinaciones lineales salidas de la codificación espacio-tiempo inversa, una matriz de precodificación inversa ortonormada compleja, los m símbolos recuperados correspondientes al resultado de la aplicación de una matriz global que presenta los términos diagonales proporcionales a una suma de términos diagonales de una matriz diagonal, y que presenta los términos no diagonales proporcionales a una diferencia entre al menos dos términos diagonales de la matriz diagonal, la matriz diagonal correspondiente a la transformación de las m combinaciones lineales de símbolos en las combinaciones lineales salidas de la codificación espacio-tiempo inversa y de la etapa de entrelazado inversa.

La invención se refiere también a un sistema de comunicación inalámbrico que incluye medios de emisión para poner en práctica un procedimiento de emisión de símbolos tal como se definió anteriormente, y medios para poner en práctica un procedimiento de recepción de símbolos tal como se definió anteriormente.

Estas características y ventajas de la presente invención, así como otras, aparecerán más claramente con la lectura de la descripción siguiente, hecha en relación con los dibujos anexados, en los cuales:

- la figura 1, ya descrita, representa un sistema de comunicación inalámbrico con dos antenas de emisión y una antena de recepción;

- las figuras 2a y 2b, ya descritas, ilustran la transmisión de 2 símbolos en un sistema de 2 antenas de emisión según un primer procedimiento conocido;
 - las figuras 3a y 3b, ya descritas, ilustran la transmisión de 4 símbolos sin precodificación en un sistema de 2 antenas de emisión según dicho primer procedimiento conocido;
 - 5 - la figura 4, ya descrita, representa un sistema de comunicación inalámbrico con cuatro antenas de emisión y una antena de recepción;
 - las figuras 5a y 5b, ya descritas, ilustran la transmisión de 4 símbolos en un sistema de 4 antenas de emisión según un segundo procedimiento conocido;
 - 10 - la figura 6 representa esquemáticamente las operaciones del procedimiento de emisión y del procedimiento de recepción según la invención;
 - las figuras 7a y 7b ilustran la transmisión de 4 símbolos precodificados en un sistema de 2 ó 4 antenas de emisión según el procedimiento de emisión de la invención; y
 - la figura 8 ilustra los comportamientos del procedimiento de la invención en términos de tasa de error binario.
- 15 En la continuación de la descripción, n_e y n_r designan el número de antenas de emisión y el número de antenas de recepción del sistema de comunicación inalámbrico.

Por razones de simplificación, se va a considerar en primer lugar que $n_r=1$.

20 Con referencia a la figura 6, la emisión consiste en precodificar los paquetes de m símbolos a emitir con una matriz de precodificación lineal particular y luego codificar las combinaciones lineales que resultan de esta operación de precodificación según una codificación espacio-tiempo. En recepción, los símbolos recibidos son decodificados por aplicación de la matriz de codificación espacio-tiempo inversa y de la matriz de precodificación inversa.

25 La operación de precodificación lineal consiste en aplicar al paquete de m símbolos a emitir una matriz de precodificación lineal PREC que pertenece al grupo Especial Unitario $SU(m)$.

Para emitir por ejemplo los paquetes de 4 símbolos consecutivos, se utiliza la matriz PREC siguiente:

$$PREC = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} [SU(2)] & [SU(2)] \\ [SU(2)] & [-SU(2)] \end{bmatrix}$$

30 Las matrices del grupo $SU(2)$, denotadas anteriormente $[SU(2)]$, son las matrices cuadradas de dimensión 2 que tienen las propiedades siguientes:

- $[SU(2)] = \begin{bmatrix} a & b \\ -b^* & a^* \end{bmatrix}$ con $\det[SU(2)]=1$ y donde $\det[A]$ es el determinante de la matriz $[A]$ y a, b son números complejos, y
- $[SU(2)]^{-1} = [SU(2)]^H = \begin{bmatrix} a^* & -b \\ b^* & a \end{bmatrix}$ donde $[SU(2)]^H$ es la matriz transconjugada de la matriz $[SU(2)]$.

La matriz de precodificación PREC, dada anteriormente, que pertenece de hecho al grupo $SU(4)$, puede ser obtenida efectuando el producto de Kronecker de una matriz de Hadamard H_2 de orden 2 y de una matriz $[SU(2)]$:

$$PREC = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \otimes [SU(2)] = \frac{1}{\sqrt{2}} H_2 \otimes [SU(2)]$$

45 Se realiza a continuación una codificación espacio-tiempo de las combinaciones lineales de símbolos salidos de la etapa de precodificación. Se ilustrará a continuación el procedimiento de la invención que utiliza la codificación espacio-tiempo de Alamouti (documento [1]). Otros códigos espacio-tiempo tales como aquel descrito en el documento [3] titulado "Space-time block codes from orthogonal designs" de V. Tarokh, H. Jafarkhani y A.R. Calderbank, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 45, No.5, 1999, pp. 1456-1467 pueden también ser utilizadas.

50 Con la codificación de Alamouti, las combinaciones lineales son emitidas por bloques de dos a partir de las antenas de emisión del sistema. Los bloques de combinaciones lineales son emitidos los unos después de los otros durante dos intervalos de emisión consecutivos a partir de dos antenas de emisión. Cada una de las combinaciones lineales del bloque es emitida con una potencia $p/2$ a partir de una de las dos antenas de emisión asociadas a dicho bloque.

Para un sistema de 4 antenas de emisión, las combinaciones lineales son emitidas por ejemplo por paquetes de 4 símbolos sobre 4 intervalos de emisión consecutivos como es ilustrado en la figura 7a. El esquema de emisión es resumido en la tabla siguiente:

5

	IT ₁	IT ₂	IT ₃	IT ₄
Antena E ₁	s ₁	-s ₂	0	0
Antena E ₂	s ₂	s ₁	0	0
Antena E ₃	0	0	s ₃	-s ₄
Antena E ₄	0	0	s ₄	s ₃

Cada símbolo es emitido con una potencia p/2. Estas combinaciones lineales pueden igualmente ser emitidas a partir de 2 antenas de emisión en lugar de 4. Se llegaría entonces al esquema de emisión de la figura 3a en la cual los símbolos emitidos serían precodificados. En el caso de esta figura, las antenas E₁ y E₃ son una sola y misma antena. Por igual, las antenas E₂ y E₄ son una sola y misma antena.

10

Si se desprecia el ruido durante la transmisión, las señales r₁, r₂, r₃ y r₄ recibidas por la antena de recepción R₁, respectivamente durante los intervalos IT₁, IT₂, IT₃ y IT₄, son:

15

- r₁=h₁·s₁+h₂·s₂
- r₂=-h₁·s₂+h₂·s₁
- r₃=h₃·s₃+h₄·s₄
- r₄=-h₃·s₄-h₄·s₃

20

La figura 7b es una representación lineal equivalente de la codificación espacio-tiempo por bloques de la figura 7a. La codificación espacio-tiempo de la figura 7b puede ser representada por el producto de matrices siguiente:

$$[s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4] \cdot \begin{bmatrix} h_1 & -h_2^* & 0 & 0 \\ h_2 & h_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_3 & -h_4^* \\ 0 & 0 & h_4 & h_3^* \end{bmatrix}$$

Después de la aplicación de la matriz de codificación espacio-tiempo inversa

$$\begin{bmatrix} h_1^* & h_2^* & 0 & 0 \\ -h_2 & h_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_3^* & h_4^* \\ 0 & 0 & -h_4 & h_3 \end{bmatrix}$$

y de la matriz de

25

precodificación inversa $PREC^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} [SU(2)]^{-1} & [SU(2)]^{-1} \\ [SU(2)]^{-1} & [-SU(2)]^{-1} \end{bmatrix}$, se obtiene la matriz global G siguiente:

$$G = PREC \cdot \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B & 0 \\ 0 & 0 & 0 & B \end{bmatrix} \cdot PREC^{-1} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} A+B & 0 & A-B & 0 \\ 0 & A+B & 0 & A-B \\ A-B & 0 & A+B & 0 \\ 0 & A-B & 0 & A+B \end{bmatrix}$$

o sea

$$G = \frac{A+B}{2} I + J$$

donde

30

- I es la matriz identidad 4x4, y

- matriz J es una matriz llamada de interferencia definida así:

$$J = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & A-B & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A-B \\ A-B & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A-B & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

De manera general, el coeficiente de proporcionalidad (en la ocurrencia 1/2) en la igualdad anterior que define la matriz G proviene de la normalización en potencia y de las multiplicaciones de las matrices en función de los tamaños de las matrices a multiplicar.

5 Notar que esta formulación matricial se aplica a un sistema que incluye 2 o 4 antenas de emisión.

Los términos de la diagonal $\frac{A+B}{2} = \frac{1}{2}(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2)$ de la matriz G obedecen a una ley de χ^2 (canales de Rayleigh independientes entre ellos). Es entonces muy fácil reencontrar los símbolos en recepción.

Los términos de interferencia intersímbolo en $\frac{A-B}{2} = \frac{1}{2}(|h_1|^2 + |h_2|^2 - |h_3|^2 - |h_4|^2)$ resultan de la diferencia de

10 dos leyes χ^2 . Estos términos son por lo tanto mínimos y pueden ser ignorados en recepción. Así, los símbolos son por lo tanto directamente detectados después de la aplicación de la matriz de precodificación inversa. Una detección por máxima verosimilitud podría ser utilizada en lugar de la etapa de precodificación inversa. Esta aportaría resultados ligeramente mejores pero aumentaría de una manera no despreciable la complejidad del receptor.

15 Los valores a y b de la matriz [SU(2)] son de la forma: $a = e^{i\theta_1} \cdot \cos \eta$ y $b = e^{i\theta_2} \cdot \sin \eta$. Algunos valores de η , θ_1 y θ_2 permiten reducir la tasa de error binario durante la transmisión de los símbolos.

De preferencia, se escogerá $\eta = \frac{\pi}{4} + k' \frac{\pi}{2}$ a fin de ponderar equitativamente la diversidad explotada por la codificación espacio-tiempo de Alamouti y $\theta_1 = -\theta_2 + \frac{\pi}{2} + k'' \pi$ para maximizar el determinante de la matriz G y para minimizar los términos de interferencia. k' y k'' son enteros relativos. Por otra parte, se determinó de manera empírica que los mejores comportamientos de la tasa de error binario son obtenidas para $\theta_2 = \theta_1 - \frac{\pi}{2}$.

En un modo de realización preferido, se escoge:

$$\eta = \frac{\pi}{4}$$

$$\theta_1 = \frac{5\pi}{4}$$

$$\theta_2 = \frac{3\pi}{4}$$

25 El tamaño de la matriz de precodificación PREC puede ser extendido a 8x8. La matriz PREC es entonces igual a:

$$PREC = \frac{1}{\sqrt{2}} H_4 \otimes [SU(2)]$$

donde H_4 es la matriz de Hadamard de orden 4.

30 La codificación espacio-tiempo es entonces efectuada sobre 2, 4 u 8 antenas de emisión. Los símbolos a emitir son entonces precodificados por paquetes de 8. La emisión de las combinaciones lineales de esos 8 símbolos es efectuada sobre 8 intervalos de emisión.

La matriz de codificación/decodificación es entonces la siguiente:

35

$$\begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & B & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D \end{bmatrix}$$

con $A = |h_1|^2 + |h_2|^2$, $B = |h_3|^2 + |h_4|^2$, $C = |h_5|^2 + |h_6|^2$ y $D = |h_7|^2 + |h_8|^2$, donde h_i representa el $i^{\text{ésimo}}$ canal entre una de las antenas de emisión y la antena de recepción (canal constante sobre 2 intervalos de emisión consecutivos).

5

La matriz global G es entonces la siguiente:

$$\begin{bmatrix} A+B+C+D & 0 & A-B-C+D & 0 & A+B-C-D & 0 & A-B+C-D & 0 \\ 0 & A+B+C+D & 0 & A-B-C+D & 0 & A+B-C-D & 0 & A-B+C-D \\ A-B+C-D & 0 & A+B+C+D & 0 & A-B-C+D & 0 & A+B-C-D & 0 \\ 0 & A-B+C-D & 0 & A+B+C+D & 0 & A-B-C+D & 0 & A+B-C-D \\ A+B-C-D & 0 & A-B+C-D & 0 & A+B+C+D & 0 & A-B-C+D & 0 \\ 0 & A+B-C-D & 0 & A-B+C-D & 0 & A+B+C+D & 0 & A-B-C+D \\ A-B-C+D & 0 & A+B-C-D & 0 & A-B+C-D & 0 & A+B+C+D & 0 \\ 0 & A-B-C+D & 0 & A+B-C-D & 0 & A-B+C-D & 0 & A+B+C+D \end{bmatrix}$$

10 De manera general, en ausencia de entrelazado, la matriz global presentará varios términos no diagonales no nulos ya que estos son proporcionales a una diferencia entre términos idénticos de la matriz diagonal de codificación-decodificación.

Los términos útiles (a saber aquellos de la diagonal) obedecen a una ley de χ_2^{16} .

15 Para una matriz de decodificación construida sobre el mismo principio, se tendrá generalizando:

Matriz de precodificación	Tamaño matriz precodificación	Diversidad de los términos de la diag.	Diversidad de los términos interferentes
$H_2 \otimes SU(2)$	4x4	χ_2^8	Dif. de χ_2^4
$H_4 \otimes SU(2)$	8x8	χ_2^{16}	Dif. de χ_2^8
$H_2 \otimes SU(4)$	8x8	χ_2^{16}	Dif. de χ_2^8
$H_{\frac{m}{2}} \otimes SU(2)$	m x m	χ_2^{2m}	Dif. de χ_2^m
$H_{\frac{m}{k}} \otimes SU(k)$	m x m	χ_2^{2m}	Dif. de χ_2^m

A medida que el producto m crece, la ley de χ_2^{2m} tiende hacia una ley gaussiana (teorema del límite central) y la explotación de la diversidad es mejorada.

20

Una característica importante de la invención es que se puede actuar de manera independiente sobre el número de antenas de emisión n_e y sobre el tamaño de la matriz de precodificación m. Un mismo tamaño de matriz de precodificación m x m puede aplicarse a varios números de antenas de emisión, de 2 a m. En el ejemplo de la figura 7a, se tomó $m \geq 4$ y $n_e = 4$.

25

Para una modulación en 2^M estados, el aumento de la explotación de la diversidad aumenta con el tamaño de la matriz de precodificación, con una complejidad que aumenta con este tamaño de matriz en m^3 . Utilizando una transformada de Hadamard rápida, se puede transformar esta complejidad en $m \cdot \log(m)$.

5 Si se utiliza un detector de máxima verosimilitud en recepción, la complejidad crece en M^m .

Se puede mejorar aún la diversidad del sistema, entrelazando las combinaciones lineales salidas de la etapa de precodificación. Un ejemplo de matriz de entrelazado ENT de tamaño 8x8 es dada a continuación

$$ENT = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

10

En recepción, una etapa de desentrelazado entre la etapa de codificación espacio-tiempo inversa y la etapa de precodificación inversa. La etapa de desentrelazado es efectuada con la ayuda de la matriz $ENT^{-1} = ENT^T$ (ENT^T es la traspuesta de ENT).

15

Se obtiene entonces:

$$ENT \cdot \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & B & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D \end{bmatrix} ENT^{-1} = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & D & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & B & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D \end{bmatrix}$$

20 La matriz global (precodificación, entrelazado, codificación, codificación inversa, desentrelazado, precodificación inversa) del sistema deviene entonces:

$$G = \begin{bmatrix} [G_1] & [G_2] \\ [G_2] & [G_1] \end{bmatrix}$$

con

25

$$[G_1] = \begin{bmatrix} A+B+C+D & j(A+B-C-D) & A-B+C-D & j(A-B-C+D) \\ -j(A+B-C-D) & A+B+C+D & -j(A-B-C+D) & A-B+C-D \\ A-B+C-D & j(A-B-C+D) & A+B+C+D & j(A+B-C-D) \\ -j(A-B-C+D) & A-B+C-D & -j(A+B-C-D) & A+B+C+D \end{bmatrix}$$

y

$$[G_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En el caso de un entrelazado, la matriz global G presentará de manera general varios términos no diagonales no nulos pues ellos son proporcionales a una diferencia entre los términos diferentes de la matriz diagonal.

- 5 Se comprueba entonces que el entrelazado permite obtener una diversidad de orden χ_2^{16} sobre la diagonal en lugar de χ_2^8 sin entrelazado.

	Entrelazado	Tamaño matriz precodificación	Diversidad de términos de la diag.	Diversidad de términos interferentes
$H_{\frac{m}{k}} \otimes SU(k)$	No	mxm	X_2^{2m}	Dif. de X_2^m
$H_{\frac{m}{k}} \otimes SU(k)$	Sí Tamaño de la matriz de entrelazamiento $m' \times m'$ con $m' \geq m$	mxm	X_2^{4m}	Dif. de X_2^{2m}

- 10 La invención no fue descrita para un sistema de 1 antena de recepción. Seguramente, él puede ser aplicado a un sistema de n_r antenas de recepción.

Los comportamientos del procedimiento de la invención son ilustrados en la figura 8 por las curvas de tasa de error binario TEB en función de la relación señal sobre ruido E_b/N_0 . Esta figura incluye 8 curvas:

- 15
- AWGN: Canal Gaussiano;
 - SISO: Sistema de transmisión de 1 antena de emisión y 1 antena de recepción con un canal de Rayleigh;
 - MISO 2x1 Al.: Sistema de transmisión de 2 antenas de emisión y 1 antena de recepción con un canal de Rayleigh que utiliza una codificación espacio-tiempo en bloque de Alamouti;
- 20
- MISO 2x2: Sistema de transmisión de 2 antenas de emisión y 2 antenas de recepción con un canal de Rayleigh que utiliza una codificación espacio-tiempo en bloque de Alamouti;
 - 2 Al.+prec4+entrIQ: Sistema de transmisión de 2 antenas de emisión y 1 antena de recepción con un canal de Rayleigh que utiliza una matriz de precodificación 4x4 obtenida a partir de matrices SU(2) y un entrelazado IQ (entrelazado diferente en fase y en cuadratura);
- 25
- 2 Al.+prec8+entrIQ: Sistema de transmisión de 2 antenas de emisión y 1 antena de recepción con un canal de Rayleigh que utiliza una matriz de precodificación 8x8 obtenida a partir de matrices SU(2) y un entrelazado IQ (entrelazado diferente en fase y en cuadratura);
 - 2 Al.+prec16+entrIQ: Sistema de transmisión de 2 antenas de emisión y 1 antena de recepción con un canal de Rayleigh que utiliza una matriz de precodificación 16x16 obtenida a partir de matrices SU(2) y un entrelazado IQ (entrelazado diferente en fase y en cuadratura);
- 30
- 2 Al.+prec32+entrIQ: Sistema de transmisión de 2 antenas de emisión y 1 antena de recepción con un canal de Rayleigh que utiliza una matriz de precodificación 32x32 obtenida a partir de matrices SU(2) y un entrelazado IQ (entrelazado diferente en fase y en cuadratura);

35 Se puede ver que si se aumenta el tamaño de la matriz de precodificación, se explota cada vez mejor la diversidad. En efecto, para un tamaño de matriz 4x4, los comportamientos son mejores que el sistema conocido de Alamouti. Con un tamaño de matriz más importante, se rebasan incluso los comportamientos de un sistema de diversidad de orden 4 óptimo que es el MIMO 2x2 y este con las relaciones señales sobre ruido cada vez más fiables. Este sistema de diversidad de orden 4 óptima correspondería si existiera a la codificación espacio-tiempo de 4 antenas que explota la diversidad máxima.

40

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de emisión de una señal compuesta de una pluralidad de símbolos a partir de n_e antenas de emisión, siendo n_e un número entero superior o igual a 2, **caracterizado porque** comprende las etapas siguientes:
 - 5 - precodificar los símbolos a emitir de manera de generar, para cada paquete de m símbolos consecutivos a emitir, m combinaciones lineales de símbolos, siendo m un número entero igual al número n_e de antenas de emisión, la precodificación consiste en aplicar a cada vector de m símbolos consecutivos a emitir, una matriz de precodificación ortonormada compleja de dimensión $m \times m$, de manera de formar dichas m combinaciones lineales de símbolos, y
 - 10 - para cada paquete de m símbolos consecutivos a emitir, codificar dichas m combinaciones lineales según una codificación espacio-tiempo, de manera de emitir unos después de otros los bloques de q combinaciones lineales codificadas con q entero inferior o igual a m , cada bloque de q combinaciones lineales codificadas siendo emitidas a partir de q' antenas de emisión, siendo q' un entero superior o igual a q , cada una de las combinaciones lineales codificadas de dicho bloque de q combinaciones lineales codificadas siendo emitidas durante q'' intervalos de emisión temporales consecutivos propios a dicho bloque a partir de una de dichas n_e antenas de emisión, siendo q'' un entero superior o igual a q .
2. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado porque** q , q' y q'' son iguales a 2.
3. Procedimiento según la reivindicación 2, **caracterizado porque** n_e es igual a 2.
4. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, **caracterizado porque** éste comprende además, antes de la etapa de codificación espacio-tiempo, una etapa de entrelazado de dichas combinaciones lineales para modificar el orden temporal de éstas.
 5. Procedimiento según la reivindicación 4, **caracterizado porque** dicha etapa de entrelazado es efectuada con la ayuda una matriz de entrelazado de tamaño $m' \times m'$, siendo m' superior o igual a m .
 - 25 6. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, **caracterizado porque** la matriz de precodificación es una matriz o una combinación de matrices que pertenecen al grupo especial unitario $SU(m)$.
 7. Procedimiento según la reivindicación 6, **caracterizado porque** dicha matriz de precodificación es el producto de Kronecker de una matriz de Hadamard de orden $\frac{m}{k}$ y de una matriz del grupo especial unitario $SU(k)$, siendo k un entero superior o igual a 2.
 - 30 8. Procedimiento según la reivindicación 7, **caracterizado porque** la matriz del grupo Especial Unitario $SU(2)$ es del tipo

$$[SU(2)] = \begin{bmatrix} a & b \\ -b^* & a^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{i\theta_1} \cos \eta & e^{i\theta_2} \sin \eta \\ -e^{-i\theta_2} \sin \eta & e^{-i\theta_1} \cos \eta \end{bmatrix}$$
 con $\eta = \frac{\pi}{4} + k' \frac{\pi}{2}$, $\theta_1 = -\theta_2 + \frac{\pi}{2} + k'' \pi$, y $\theta_2 = \theta_1 - \frac{\pi}{2}$, siendo k' y k'' enteros relativos.
 - 35 9. Procedimiento de recepción de una señal compuesta de una pluralidad de símbolos emitidos a partir de n_e antenas de emisión, siendo n_e un entero superior o igual a 2, con la ayuda de n_r antenas de recepción, siendo n_r un entero superior o igual a 1, **caracterizado porque** consiste en:
 - recepcionar unos después de otros sobre cada una de dichas n_r antenas de recepción bloques de q combinaciones lineales codificadas;
 - 40 - decodificar m combinaciones lineales aplicándoles una etapa de codificación espacio-tiempo inversa sobre los bloques de q combinaciones lineales codificadas recibidas, siendo m y q los enteros tales que q es inferior o igual a m y siendo m un número entero igual al número n_e de antenas de emisión;
 - efectuar una etapa de precodificación lineal inversa por aplicación de una matriz de precodificación ortonormada compleja a dichas m combinaciones lineales de manera de recuperar los m símbolos emitidos.
 - 45 10. Procedimiento de recepción según la reivindicación 9, **caracterizado porque:**

los m símbolos recuperados correspondientes al resultado de la aplicación de una matriz global que presentan términos diagonales proporcionales a una suma de términos diagonales de una matriz diagonal, y que presentan al menos varios términos no diagonales proporcionales a una diferencia entre los términos diagonales de la matriz diagonal, los otros términos no diagonales siendo nulos, la matriz diagonal correspondiente a la transformación de las m combinaciones lineales de símbolos en las combinaciones lineales salidas de la

50 la codificación espacio-tiempo inversa.

11. Procedimiento de recepción según la reivindicación 9 ó 10, **caracterizado porque** los bloques de q combinaciones lineales codificadas son recepcionados durante q'' intervalos de recepción temporales consecutivos propios de cada bloque, siendo q'' un entero superior o igual a q .
- 5 12. Procedimiento de recepción según la reivindicación 9, **caracterizado porque** consiste además, antes de la etapa de precodificación lineal inversa, en aplicar una etapa de entrelazado inverso.
13. Procedimiento de recepción según la reivindicación 12, **caracterizado porque**:
- la etapa de precodificación inversa consiste en aplicar a las combinaciones lineales salidas de la codificación espacio tiempo inversa, una matriz de precodificación inversa ortonormada compleja,
 - los m símbolos recuperados correspondientes al resultado de la aplicación de una matriz global que presenta los términos diagonales proporcionales a una suma de términos diagonales de una matriz diagonal, y que presenta los términos no diagonales proporcionales a una diferencia entre al menos dos términos diagonales de la matriz diagonal, la matriz diagonal correspondiendo a la transformación de las m combinaciones lineales de símbolos en las combinaciones lineales salidas de la codificación espacio-tiempo inversa y de la etapa de entrelazado inverso.
- 10
- 15 14. Dispositivo de emisión de una señal compuesta de una pluralidad de símbolos a partir de n_e antenas de emisión, siendo n_e un número entero superior o igual a 2, **caracterizado porque** comprende al menos:
- medios de precodificación de los símbolos a emitir de manera de generar, para cada paquete de m símbolos consecutivos a emitir, m combinaciones lineales de símbolos, siendo m un número entero igual al número n_e de antenas de emisión, la precodificación consistiendo en aplicar a cada vector de m símbolos consecutivos a emitir, una matriz de precodificación ortonormada compleja de dimensión $m \times m$ de manera de formar dichas m combinaciones lineales de símbolos; y
 - medios de codificación para codificar dichas m combinaciones lineales, para cada paquete de m símbolos consecutivos a emitir, según una codificación espacio-tiempo de manera de emitir unos después de otros los bloques de q combinaciones lineales codificadas con q entero inferior o igual a m , cada bloque de q combinaciones lineales codificadas siendo emitidas a partir de q' antenas de emisión, siendo q' un entero superior o igual a q , cada una de las combinaciones lineales codificadas de dicho bloque de q combinaciones lineales codificadas siendo emitidas durante q'' intervalos de emisión temporales consecutivos propios a dicho bloque a partir de una de dichas n_e antenas de emisión, siendo q'' un entero superior o igual a q .
- 20
- 25
- 30 15. Dispositivo de recepción de una señal compuesta de una pluralidad de símbolos a partir de n_e antenas de emisión, siendo n_e un entero superior o igual a 2, con la ayuda de n_r antenas de recepción, siendo n_r un número entero superior o igual a 1, **caracterizado porque** comprende al menos:
- medios para recepcionar unos después de otros sobre cada una de dichas n_r antenas de recepción bloques de q combinaciones lineales codificadas;
 - medios para decodificar m combinaciones lineales aplicando una codificación espacio-tiempo inversa sobre los bloques de q combinaciones lineales codificadas recibidas, siendo m y q enteros tales que q es inferior o igual a m y siendo m un número entero igual al número n_e de antenas de emisión;
 - medios para efectuar una precodificación lineal inversa por aplicación de una matriz de premodificación ortonormada compleja a dichas m combinaciones lineales de manera a recuperar los m símbolos emitidos.
- 35
- 40 16. Sistema de comunicación inalámbrico, que comprende un dispositivo de emisión según la reivindicación 14 y un dispositivo de recepción según la reivindicación 15.

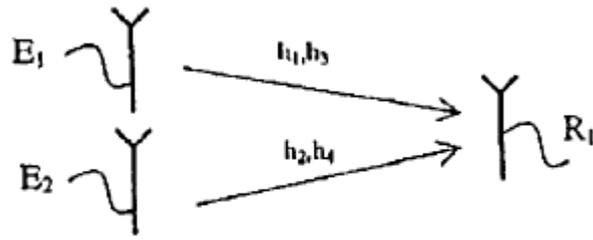


FIG. 1
(Arte anterior)

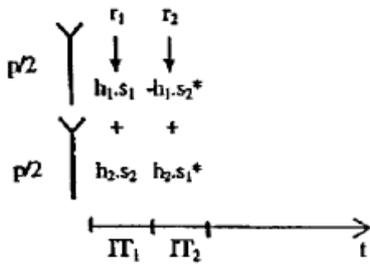


FIG. 2a
(Arte anterior)

≡

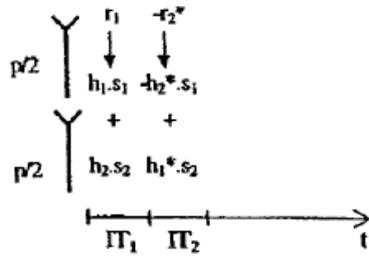


FIG. 2b
(Arte anterior)



FIG. 3a
(Arte anterior)

≡

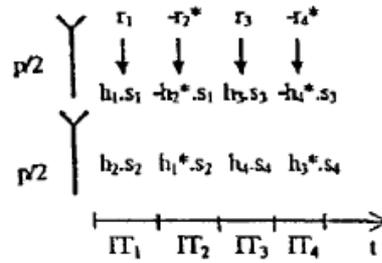


FIG. 3b
(Arte anterior)

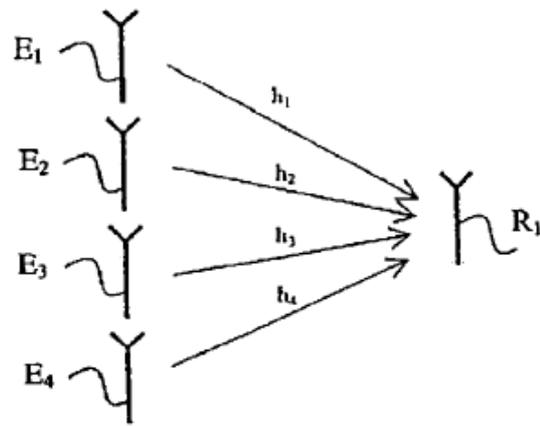


FIG.4



FIG.5a

(Arte anterior)

≡

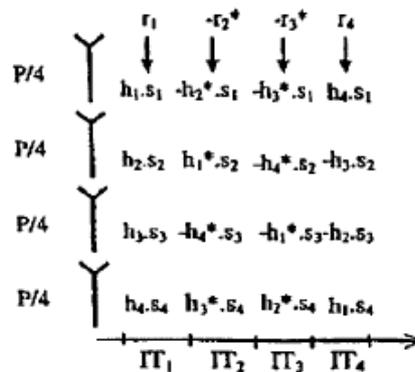


FIG.5b

(Arte anterior)

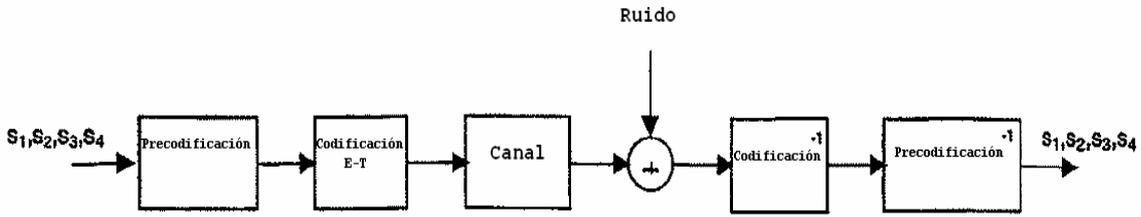


FIG. 6

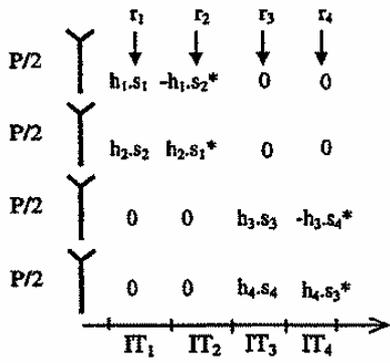


FIG. 7a

≡

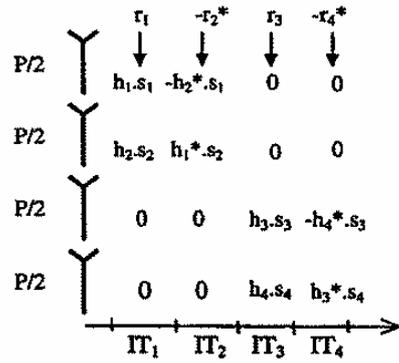


FIG. 7b

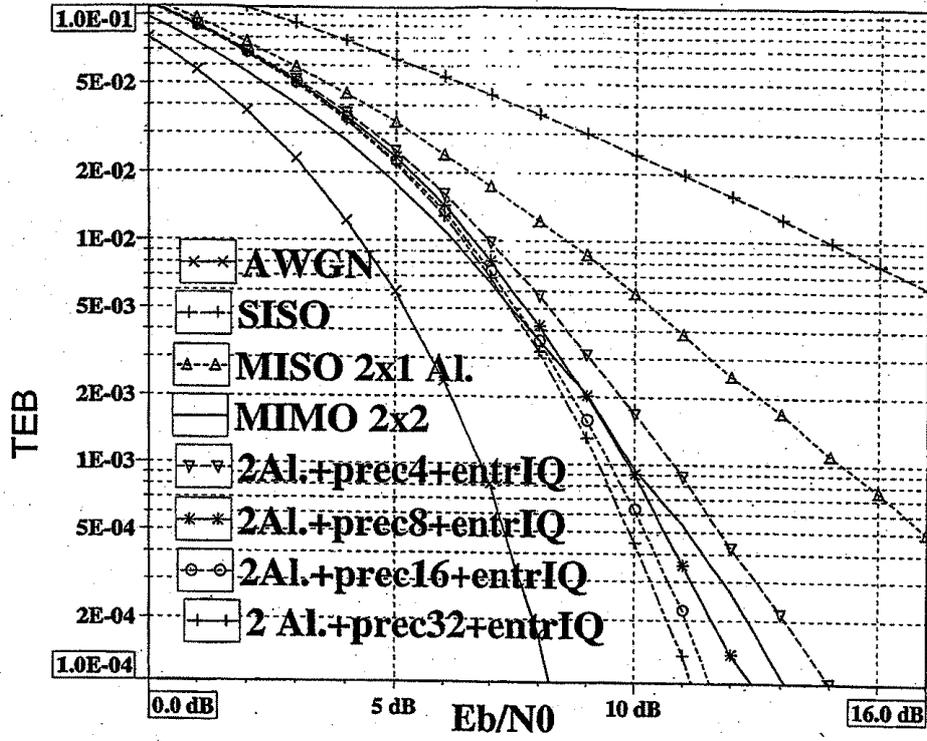


FIG.8