

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 379 320**

51 Int. Cl.:  
**H04B 1/69** (2011.01)  
**H04L 1/06** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **09705285 .6**  
96 Fecha de presentación: **29.01.2009**  
97 Número de publicación de la solicitud: **2245751**  
97 Fecha de publicación de la solicitud: **03.11.2010**

54 Título: **Procedimiento de codificación espaciotemporal de bajo PAPR para sistema de comunicación multiantena de tipo UWB impulsional**

30 Prioridad:  
**31.01.2008 FR 0850598**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**24.04.2012**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**24.04.2012**

73 Titular/es:  
**Commissariat à l'Énergie Atomique et aux Énergies Alternatives  
Bâtiment "Le Ponant D" 25, rue Leblanc  
75015 Paris, FR**

72 Inventor/es:  
**ABOU RJEILY, Chadi**

74 Agente/Representante:  
**Linage González, Rafael**

ES 2 379 320 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 de codificación espaciotemporal de bajo PAPR para sistema de comunicación multiantena de tipo UWB impulsional

**Campo técnico**

La presente invención se refiere a la vez al campo de las telecomunicaciones en banda ultra-ancha o UWB (*Ultra Wide Band*) y al de los sistemas multiantena de codificación espaciotemporal o STC (*Space Time Coding*).

**Estado de la técnica anterior**

Los sistemas de telecomunicación inalámbricos de tipo multiantena son muy habituales en el estado de la técnica. Estos sistemas utilizan una multitud de antenas en la emisión y/o en la recepción y se denominan, de acuerdo con el tipo de configuración adoptada, MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), MISO (*Multiple Input Single Output*) o SIMO (*Single Input Multiple Output*). De aquí en adelante emplearemos el mismo término MIMO para cubrir las variantes MIMO y MISO ya citadas. El aprovechamiento de la diversidad espacial en la emisión y/o en la recepción permite que estos sistemas ofrezcan unas capacidades de canal claramente superiores a las de los sistemas mono-antena clásica (o SISO por *Single Input Single Output*). Esta diversidad espacial se ve completada de manera general por una diversidad temporal por medio de una codificación espacio-temporal. En una codificación de este tipo, un símbolo de información que hay que transmitir se encuentra codificado en varias antenas y varios instantes de transmisión. Se conocen dos grandes categorías de sistemas MIMO de codificación espacio-temporal: los sistemas de codificación reticular o STTC (*Space Time Trellis Coding*) y los sistemas de codificación por bloques o STBC (*Space Time Block Coding*). En un sistema de codificación reticular, el codificador espaciotemporal se puede ver como una máquina de estados finitos que suministra  $P$  símbolos de transmisión a las  $P$  antenas en función del estado actual y del símbolo de información que hay que codificar. La decodificación en la recepción se realiza mediante un algoritmo de Viterbi multidimensional cuya complejidad aumenta de manera exponencial en función del número de estados. En un sistema de codificación por bloques, un bloque de símbolos de información que hay que transmitir está codificado en una matriz de símbolos de transmisión, una dimensión de la matriz correspondiendo al número de antenas y la otra correspondiendo a los instantes consecutivos de transmisión.

La figura 1 representa de manera esquemática un sistema de transmisión MIMO de codificación STBC. Un bloque de símbolos de información  $S = (\sigma_1, \dots, \sigma_b)$ , por ejemplo una palabra binaria de  $b$  bits o, de manera más general, de  $b$  símbolos  $M$ -arios, está codificado en una matriz espacio-temporal:

$$C = \begin{pmatrix} c_{1,1} & c_{1,2} & \dots & c_{1,P} \\ c_{2,1} & c_{2,2} & \dots & c_{2,P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{T,1} & c_{T,2} & \dots & c_{T,P} \end{pmatrix} \quad (1)$$

en la que los coeficientes  $c_{t,p}$ ,  $t = 1, \dots, T$ ;  $p = 1, \dots, P$  del código son, por norma general, unos coeficientes complejos que dependen de los símbolos de información,  $P$  es el número de antenas que se utilizan en la emisión,  $T$  es un entero que indica la extensión temporal del código, es decir, el número de utilizaciones del canal o PCUs (*Per Channel Use*).

La función  $f$  que, en cualquier vector  $S$  de símbolos de información, se corresponde con la palabra de código espaciotemporal  $C$ , se denomina función de codificación. Si la función  $f$  es lineal, se dice que el código espaciotemporal es lineal. Si los coeficientes  $c_{t,p}$  son reales, el código espaciotemporal se denomina real.

En la figura 1, se ha designado con 110 a un codificador espaciotemporal. En cada instante de utilización del canal  $t$ , el codificador suministra al multiplexor 120 el  $t$ -ésimo vector-línea de la matriz  $C$ . El multiplexor transmite a los moduladores  $130_1, \dots, 130_p$  los coeficientes del vector línea y las antenas  $140_1, \dots, 140_p$  transmiten las señales moduladas.

El código espaciotemporal se caracteriza por su diversidad, que se puede definir como el rango de la matriz  $C$ . Se tendrá una diversidad máxima si para dos palabras de código  $C_1$  y  $C_2$  cualquiera, que corresponden a dos vectores  $S_1$  y  $S_2$ , la matriz  $C_1 - C_2$  es de rango pleno.

El código espaciotemporal se caracteriza, además, por su ganancia de codificación, que traduce la distancia mínima entre diferentes palabras de código. Se la puede definir como:

$$\min_{\mathbf{C}_1 \neq \mathbf{C}_2} \det((\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)^H (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)) \quad (2)$$

o, de manera equivalente, para un código lineal:

$$\min_{\mathbf{C} \neq \mathbf{0}} \det(\mathbf{C}^H \mathbf{C}) \quad (3)$$

5 donde  $\det(\mathbf{C})$  significa el determinante de  $\mathbf{C}$  y  $\mathbf{C}^H$  es la matriz transpuesta conjugada de  $\mathbf{C}$ . Para una energía de transmisión por símbolo de información, la ganancia de codificación está limitada.

10 Un código espaciotemporal será tanto más resistente al desvanecimiento cuanto mayor sea su ganancia de codificación.

El código espaciotemporal se caracteriza, por último, por su velocidad, es decir, por el número de símbolos de información que este transmite por instante de utilización de canal (PCU). El código se denomina de velocidad completa si es  $P$  veces mayor que la velocidad concerniente a una utilización mono-antena (SISO). Un código se denomina de velocidad unitaria si es idéntico a la velocidad concerniente a una utilización mono-antena.

15 Se ha propuesto un ejemplo de código espaciotemporal de diversidad máxima y velocidad unitaria para un sistema MIMO que posee un número cualquiera de antenas en el artículo de B. A. Sethuraman y otros, titulado « Full-diversity, high-rate space-time block codes from division algebras », publicado en el IEEE Trans. on Information Theory, vol. 49, nº. 10, oct. 2003, páginas 2.596-2.616. Este código viene definido por la matriz espaciotemporal siguiente:

$$\boldsymbol{\sigma}_\gamma = \begin{bmatrix} \sigma_1 & \sigma_2 & \cdots & \sigma_P \\ \gamma\sigma_P & \sigma_1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \sigma_2 \\ \gamma\sigma_2 & \cdots & \gamma\sigma_P & \sigma_1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

25 en la que  $\sigma_1, \dots, \sigma_P$  son unos símbolos de información, por ejemplo unos símbolos PAM. Para que el código espaciotemporal definido por la matriz (4) sea real, es necesario que el coeficiente  $\gamma$  sea, por su parte, real y si se desea, además, no incrementar la tasa de potencia punta en potencia media o PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) con respecto a un sistema mono-antena, esto supone que  $\gamma = \pm 1$ . Ahora bien, la diversidad máxima del código se pierde para  $\gamma = 1$  y únicamente se consigue para  $\gamma = -1$  en el caso en el que el número de antenas  $P$  es una potencia de 2.

30 Otro campo de las telecomunicaciones es objeto actualmente de importantes investigaciones. Se trata de unos sistemas de telecomunicación UWB, previstos en particular para el desarrollo de las futuras redes personales inalámbricas (WPAN). Estos sistemas tienen como especificidad que trabajan directamente en banda de base con unas señales de banda muy ancha. Se entiende, por lo general, por señal UWB una señal de acuerdo con la máscara de transmisión estipulada en la normativa del FCC del 14 de febrero de 2002 y revisada en marzo de 2005, es decir, en lo esencial una señal en la banda espectral de 3,1 a 10,6 GHz y que presenta una anchura de banda de al menos entre 500 MHz y -10 dB. En la práctica, se conocen dos tipos de señales UWB, las señales multibanda OFDM (MB-OFDM) y las señales UWB de tipo impulsional. A continuación únicamente nos referimos a estas últimas.

35 Una señal UWB impulsional está formada por impulsiones muy cortas, habitualmente del orden de algunas centenas de picosegundos, distribuidos en el interior de una trama. Con el fin de reducir la interferencia multiacceso (MAI para *Multiple Access Interference*), se asigna un código de saltos temporales (TH para *Time Hopping*) distinto a cada usuario. La señal procedente o dirigida a un usuario  $k$  entonces se puede escribir de la siguiente forma:

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} w(t - nT_s - c_k(n)T_c) \quad (5)$$

45 donde  $w$  es la forma del impulso elemental,  $T_c$  es una duración de fragmento (o chip),  $T_s$  es la duración de un intervalo elemental con  $N_s = N_c T_c$  donde  $N_c$  es el número de chips en un intervalo, la trama total teniendo una duración  $T_f = N_s T_s$  donde  $N_s$  es el número de intervalos dentro de la trama. La duración del impulso elemental se

selecciona inferior a la duración chip, esto es  $T_w \leq T_c$ . La secuencia  $c_k(n)$  para  $n = 0, \dots, N_s - 1$  define el código de salto temporal del usuario  $k$ . Las secuencias de saltos temporales se seleccionan de tal modo que se minimice el número de colisiones entre impulsos que pertenecen a unas secuencias de salto temporal de usuarios diferentes.

5 En la figura 2A se ha representado una señal TH-UWB asociada a un usuario  $k$ . Para transmitir un símbolo de información dado procedente de o dirigido a un usuario  $k$ , se modula por lo general la señal TH-UWB por medio de una modulación de posición (PPM para *Pulse Position Modulation*), esto es para la señal modulada:

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} w(t - nT_s - c_k(n)T_c - d_k\varepsilon) \quad (6)$$

10 donde  $\varepsilon$  es un retardo de modulación (*dither*) claramente inferior a la duración chip  $T_c$  y  $d_k \in \{0, \dots, M - 1\}$  es la posición  $M$ -ésima PPM del símbolo.

15 De manera alternativa, los símbolos de información se pueden transmitir por medio de una modulación de amplitud (PAM). En este caso, la señal modulada se puede escribir:

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} a^{(k)} \cdot w(t - nT_s - c_k(n)T_c) \quad (7)$$

20 donde  $a^{(k)} = 2m' - 1 - M'$  con  $m' = 1, \dots, M'$ , es el símbolo  $M'$ -ésimo de la modulación PAM. Se puede utilizar, por ejemplo, una modulación BPSK ( $M' = 2$ ).

Las modulaciones PPM y PAM también se pueden combinar en una modulación compuesta  $M.M'$ -ésima. La señal modulada tiene entonces la forma general siguiente:

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_m^{(k)} \cdot w(t - nT_s - c_k(n)T_c - m\varepsilon) \quad (8)$$

25 En la figura 3 se ha representado el alfabeto de esta modulación  $M$ -PPM- $M'$ -PAM de cardinal  $Q = M.M'$ . Para cada una de las  $M$  posiciones temporales, son posibles  $M'$  amplitudes de modulación. Un símbolo  $(\mu, \alpha)$  de este alfabeto se puede representar mediante una secuencia  $\alpha_m$ ,  $m = 0, \dots, M - 1$  con  $\alpha_m = \delta(m - \mu)\alpha$  donde  $\mu$  es una posición de la modulación PPM,  $\alpha$  es un elemento del alfabeto  $M'$ -PAM y  $\delta(\cdot)$  la distribución de Dirac.

30 En lugar de separar a los diferentes usuarios por medio de códigos de saltos temporales, también se los puede separar mediante códigos ortogonales, por ejemplo los códigos de Hadamard, como en DS-CDMA. Se habla entonces de DS-UWB (*Direct Spread UWB*). En ese caso, tenemos para la expresión de la señal no modulada, que corresponde a (5):

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} b_n^{(k)} w(t - nT_s) \quad (9)$$

40 donde  $b_n^{(k)}$ ,  $n = 0, \dots, N_s - 1$  es la secuencia de escalonamiento del usuario  $k$ . Hay que señalar que la expresión (9) es similar a la de una señal DS-CDMA clásica. Sin embargo, se diferencia por el hecho de que los chips no ocupan toda la trama, sino que se reparten en el periodo  $T_s$ . En la figura 2B se ha representado una señal DS-UWB asociada a un usuario  $k$ .

45 Tal y como se ha dicho antes, los símbolos de información se pueden transmitir por medio de una modulación PPM, de una modulación PAM o de una modulación compuesta PPM-PAM. La señal DS-UWB modulada en amplitud correspondiente a la señal TH-UWB (7) se puede expresar, manteniendo las mismas notaciones:

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} a^{(k)} b_n^{(k)} \cdot w(t - nT_s) \quad (10)$$

50 Por último, es habitual combinar códigos de saltos temporales y códigos de escalonamiento espectral para ofrecer accesos múltiples a los diferentes usuarios. Se obtiene de este modo una señal UWB impulsional TH-DS-UWB de forma general:

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} b_n^{(k)} \cdot w(t - nT_s - c_k(n)T_c) \quad (11)$$

5 En la figura 2C se ha representado una señal TH-DS-UWB asociada a un usuario  $k$ . Esta señal se puede modular mediante una modulación compuesta PPM-PAM  $M$ -ésima. Se obtiene entonces para la señal modulada:

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_m^{(k)} b_n^{(k)} \cdot w(t - nT_s - c_k(n)T_c - m\epsilon) \quad (12)$$

10 Es habitual en el estado de la técnica utilizar señales UWB en los sistemas MIMO. En ese caso, cada antena transmite una señal UWB modulada en función de un símbolo de información o de un bloque de estos símbolos (STBC).

15 Las técnicas de codificación espaciotemporal desarrolladas inicialmente para las señales de banda estrecha o para el DS-CDMA son difíciles de aplicar a las señales UWB impulsionales. En efecto, los códigos espacio-temporales habituales, como los que se describen en el artículo de B. A. Sethuraman citado con anterioridad, son, de manera general, de coeficientes complejos y llevan, por lo tanto, una información de fase. Ahora bien, resulta extremadamente difícil recuperar esta información de fase dentro de una señal de banda tan ancha como la de las señales UWB impulsionales.

20 La utilización de un código real, por ejemplo seleccionando  $\gamma = \pm 1$  para el código definido en (4), puede llevar, como ya se ha visto, a una pérdida de la diversidad máxima. De manera recíproca, conservar la propiedad de diversidad máxima puede llevar a que los elementos del código (por ejemplo los elementos de la matriz  $\sigma_\gamma$  con  $|\gamma| \neq 1$ ) pertenezcan a una constelación con una modulación amplificada y/u orientada con respecto a la constelación a la cual pertenecen los símbolos de información, de ahí un valor de PAPR mayor que en la configuración mono-antena.

25 El documento "On Space-Time Coding With Pulse Position and Amplitude Modulations for Time-Hopping Ultra-Wideband Systems" (IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, IEEE, US, vol. 53, nº. 7, 1 de julio de 2007) describe un procedimiento de codificación espaciotemporal con una multitud de elementos radiativos, un alfabeto de modulación PPM-PAM y una señal UWB impulsional. El código espaciotemporal está definido por una matriz de codificación  $C$  con coeficientes reales.

30 El objetivo de la presente invención es proponer un código espaciotemporal real que no presente los inconvenientes citados con anterioridad, en particular un nivel de PAPR incrementado con respecto a una configuración mono-antena. Un objetivo secundario de la presente invención es proponer un código de este tipo que presente, además, una diversidad máxima sea cual sea el número de antenas.

### Exposición de la invención

40 La presente invención está definida por un procedimiento de codificación espaciotemporal para sistema de transmisión UWB que comprende una multitud  $P$  de elementos radiativos, dicho procedimiento codificando un bloque de símbolos de información  $\mathbf{S} = (\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_p)$  perteneciente a un alfabeto de modulación  $M$ -PPM- $M$ -PAM con  $M \geq 2$ , en una secuencia de vectores, las componentes de un vector estando destinadas a modular en posición y en amplitud una señal UWB impulsional para un elemento radiativo de dicho sistema y una utilización de canal de transmisión dados, cada componente de un vector correspondiendo a una posición de modulación PPM, de acuerdo  
45 con el cual dichos vectores se obtienen a partir de los elementos de la matriz:

$$C = \begin{pmatrix} \sigma_1 & \sigma_2 & \dots & \sigma_p \\ \Omega\sigma_p & \sigma_1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \sigma_2 \\ \Omega\sigma_2 & \dots & \Omega\sigma_p & \sigma_1 \end{pmatrix}$$

50 una línea de la matriz correspondiendo a una utilización del canal de transmisión y una columna de la matriz correspondiendo a un elemento radiativo, la matriz  $C$  definiéndose, con la excepción de una permutación, en sus líneas y/o sus columnas y  $\Omega$  definiéndose como la combinación de una permutación de las posiciones de modulación del alfabeto  $M$ -PPM y de una operación de simetría del alfabeto de modulación  $M$ -PAM para una de las posiciones de modulación.

55

Por ejemplo, dicha operación de permutación es una permutación circular de dichas posiciones de modulación, en particular un desplazamiento circular de dichas posiciones de modulación.

5 De acuerdo con un modo de realización, el número  $P$  de elementos radiativos y el número  $M$  de posiciones de modulación verifican  $M-d(M) \geq P$  donde  $d(M)$  viene definido por  $d(M) = 0$  en el caso en el que  $M$  es una potencia de 2 y como máximo divisor de  $M$  de tal modo que la relación  $M/d(M)$  sea impar en los demás casos.

10 De acuerdo con una variante  $M' = 1$ , los símbolos  $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_p$  pertenecen a dicho alfabeto de modulación M-PPM. Los símbolos  $\sigma_2, \dots, \sigma_p$  pueden entonces ocupar todas las posiciones de modulación a excepción de la  $(m_x)$  a la cual se aplica dicha operación de simetría.

Los elementos radiativos pueden ser unas antenas UWB, unos diodos láser o unos diodos electroluminiscentes.

15 Dicha señal impulsional puede ser una señal TH-UWB, una señal DS-UWB o una señal TH-DS-UWB.

La presente invención se refiere también a un sistema de transmisión UWB que comprende una multitud de elementos radiativos, que comprenden:

- 20 – unos medios de codificación para codificar un bloque de símbolos de información  $\mathbf{S} = (\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_p)$  que pertenecen a un alfabeto de modulación M-PPM- $M'$ -PAM con  $M \geq 2$ , en una secuencia de vectores, cada vector estando asociado a una utilización del canal de transmisión y un elemento radiativo dados, cada componente de un vector correspondiendo a una posición de modulación PPM, dichos vectores obteniéndose a partir de los elementos de la matriz:

25

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \sigma_1 & \sigma_2 & \dots & \sigma_p \\ \Omega\sigma_p & \sigma_1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \sigma_2 \\ \Omega\sigma_2 & \dots & \Omega\sigma_p & \sigma_1 \end{pmatrix}$$

30 una línea de la matriz correspondiendo a una utilización de canal de transmisión y una columna de la matriz correspondiendo a un elemento radiativo, la matriz  $\mathbf{C}$  estando definida salvo por una permutación de sus líneas y/o de sus columnas y  $\Omega$  definiéndose como la combinación de una permutación de las posiciones de modulación del alfabeto M-PPM y de una operación de simetría del alfabeto de modulación  $M'$ -PAM para una de las posiciones de modulación.

- 35 – una multitud de moduladores para modular en posición y en amplitud una señal UWB impulsional, cada modulador estando asociado a un elemento radiativo y que modula en posición y en amplitud dicha señal, durante una utilización del canal de transmisión, por medio de las componentes del vector asociado a dicho elemento radiativo y a dicha utilización del canal;
- 40 – cada elemento radiativo estando adaptado para emitir la señal modulada de este modo por dicho modulador asociado.

De acuerdo con un modo de realización, el número  $P$  de elementos radiativos y el número  $M$  de posiciones de modulación verifican  $M - d(M) \geq P$  donde  $d(M)$  viene definido por  $d(M) = 0$  en el caso en el que  $M$  es una potencia de 2 y como máximo divisor de  $M$  de tal modo que la relación  $M/d(M)$  sea impar, en los demás casos.

45 **Breve descripción de los dibujos**

Se mostrarán otras características y ventajas de la invención con la lectura de un modo preferente de realización de la invención que se hace en referencia a las figuras que se anexan entre las que:

- 50 – la figura 1 representa de manera esquemática un sistema de transmisión MIMO con codificación STBC habitual en el estado de la técnica;
- las figuras 2A a 2C representan las formas respectivas de señales TH-UWB, DS-UWB y TH-DS-UWB;
- la figura 3 representa un ejemplo de constelación M-PPM- $M'$ -PAM;
- 55 – la figura 4 representa de manera esquemática un sistema de transmisión UWB multiantena de acuerdo con un modo de realización de la invención.

**Exposición detallada de modos de realización particulares**

60 La idea en la que se basa la invención es utilizar unos símbolos de información pertenecientes a una constelación de modulación M-PPM- $M'$ -PAM con  $M \geq 2$  y  $M' \geq 1$ , y construir un código espaciotemporal a partir de una operación de

permutación de las posiciones de modulación del alfabeto  $M$ -PPM y de una operación de simetría del alfabeto PAM.

Se considerará a continuación un sistema de transmisión UWB con  $P$  antenas de transmisión y, de manera más general, como se verá más adelante, con  $P$  elementos radiativos. El código espaciotemporal utilizado por el sistema se define, conservando las mismas convenciones de notación, por la siguiente matriz, de dimensión  $PM \times P$ :

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \sigma_1 & \sigma_2 & \cdots & \sigma_p \\ \Omega\sigma_p & \sigma_1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \sigma_2 \\ \Omega\sigma_2 & \cdots & \Omega\sigma_p & \sigma_1 \end{pmatrix} \quad (13)$$

donde  $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_p$  son los símbolos de información  $M$ -PPM- $M'$ -PAM que hay que transmitir, representados en forma de vectores de columna de dimensión  $M$  cuyas componentes son todas nulas con la excepción de una sola que pertenece al alfabeto  $M'$ -PAM.

De manera general, cualquier permutación en las líneas (se entiende aquí por línea, una línea de vectores) y/o las columnas de  $\mathbf{C}$  es un código espaciotemporal de acuerdo con la invención, una permutación en las líneas equivaliendo a una permutación de los instantes de utilización del canal (PCUs) y una permutación en las columnas equivaliendo a una permutación de las antenas de transmisión.

La matriz  $\Omega$ , de tamaño  $M \times M$ , representa la combinación de una operación de permutación  $\omega$  de las posiciones de modulación del alfabeto  $M$ -PPM y de una operación de simetría (o de inversión)  $\pi$  del alfabeto  $M'$ -PAM para una de las posiciones de modulación. La operación de inversión puede preceder o seguir a la operación de permutación, es decir, respectivamente  $\Omega = \omega\pi$  o  $\Omega = \pi\omega$ . Se denomina permutación de las posiciones de modulación a cualquier biyección del conjunto de las posiciones de modulación  $\{0, \dots, M-1\}$  sobre sí mismo, con la excepción de la identidad. Se denomina operación de simetría o de inversión del alfabeto  $M'$ -PAM a la operación  $\pi$  tal que:  $\pi(a) = -a$  donde  $a \in \{2m'-1-M, \dots, m'-1, \dots, M\}$ . En la figura 3 se ha representado el eje  $\Delta$  de la simetría del alfabeto  $M'$ -PAM, sobreentendiéndose que la inversión alrededor de este eje únicamente se realiza para una sola de las posiciones PPM.

Dado que la matriz  $\Omega$  es unitaria, la energía media por antena de transmisión es la misma para todas las antenas de transmisión.

Las componentes de los símbolos de información  $\sigma_i$  siendo reales, el código espaciotemporal definido por (13) es real. Dada la ausencia de restricciones para los símbolos de información,  $P$  símbolos independientes se transmiten durante  $P$  PCUs y la velocidad del código espaciotemporal es, por consiguiente, unitaria.

A título de ejemplo, si la operación de permutación  $\omega$  citada con anterioridad es un simple desplazamiento circular, la matriz  $\Omega$  se puede escribir:

$$\Omega = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{1 \times M-1} & -1 \\ \mathbf{I}_{M-1 \times M-1} & \mathbf{0}_{M-1 \times 1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & -1 \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (14)$$

donde  $\mathbf{I}_{M-1 \times M-1}$  es la matriz identidad de tamaño  $M-1$ ,  $\mathbf{0}_{1 \times M-1}$  es el vector de línea nulo de tamaño  $M-1$ ,  $\mathbf{0}_{M-1 \times 1}$  el vector de columna nulo de tamaño  $M-1$ . La operación de inversión se realiza aquí sobre la posición  $M-1$  si esta precede a la permutación y sobre la posición 1 si esta la sucede.

A título ilustrativo, se puede expresar la forma de la matriz espaciotemporal (13) en el caso en el que  $\omega$  es un simple desplazamiento circular (14):

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \sigma_{1,0} & \sigma_{2,0} & \cdots & \sigma_{P,0} \\ \sigma_{1,1} & \sigma_{2,1} & \cdots & \sigma_{P,1} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \sigma_{1,M-1} & \sigma_{2,M-1} & \cdots & \sigma_{P,M-1} \\ -\sigma_{P,M-1} & \sigma_{1,0} & \ddots & \vdots \\ \sigma_{P,0} & \sigma_{1,1} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sigma_{P,M-2} & \sigma_{1,M-1} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \sigma_{2,0} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \sigma_{2,1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \sigma_{2,M-1} \\ -\sigma_{2,M-1} & \cdots & -\sigma_{P,M-1} & -\sigma_{1,0} \\ \sigma_{2,0} & \cdots & \sigma_{P,0} & \sigma_{1,1} \\ \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ \sigma_{2,M-2} & \cdots & \sigma_{P,M-2} & \sigma_{1,M-1} \end{pmatrix} \quad (15)$$

5 donde  $\sigma_l = (\sigma_{l,0} \sigma_{l,1} \dots \sigma_{l,M-1})^T$ ,  $l = 1, \dots, P$  con  $\sigma_{l,m} = a_l \delta(m - \mu_l)$  donde  $a_l$  es un elemento del alfabeto  $M^l$ -PAM, es decir  $a_l \in \{-M^l+1, \dots, M^l-1\}$ ,  $\mu_l$  es la posición de modulación relativa al símbolo  $\sigma_l$  y  $\delta$  es el símbolo de Dirac. Dado que  $-a_l$  también es un elemento del alfabeto  $M^l$ -PAM,  $\Omega \sigma_l$  también es un elemento del alfabeto de modulación  $M$ -PPM- $M^l$ -PAM.

10 Consideramos a continuación el caso particular en el que el sistema es bi-antena ( $P = 2$ ). La matriz  $\mathbf{C}$  tiene entonces la siguiente forma:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \sigma_1 & \sigma_2 \\ \Omega \sigma_2 & \sigma_1 \end{pmatrix} \quad (16)$$

15 Por definición, el código es de diversidad máxima si para cualquier par de matrices distintas  $\mathbf{C}, \mathbf{C}'$  del código,  $\Delta \mathbf{C} = \mathbf{C} - \mathbf{C}'$  es de rango pleno, es decir si:

$$\Delta \mathbf{C} = \begin{pmatrix} \mathbf{a}_1 & \mathbf{a}_2 \\ \Omega \mathbf{a}_2 & \mathbf{a}_1 \end{pmatrix} \quad (17)$$

donde  $\mathbf{a}_1 = \sigma_1 - \sigma'_1$  y  $\mathbf{a}_2 = \sigma_2 - \sigma'_2$  es de rango pleno.

20 La matriz  $\Delta \mathbf{C}$  se puede escribir de forma desarrollada:

$$\Delta \mathbf{C} = \begin{pmatrix} a_{1,0} & a_{2,0} \\ \vdots & \vdots \\ a_{1,M-1} & a_{2,M-1} \\ -a_{2,M-1} & a_{1,0} \\ \vdots & \vdots \\ a_{2,M-2} & a_{1,M-1} \end{pmatrix} \quad (18)$$

25 donde se ha supuesto sin pérdida de generalidad que  $\Omega$  tiene la forma dada en (14) y  $a_{l,m} = \sigma_{l,m} - \sigma'_{l,m}$ ,  $l = 1, 2$ ,  $m = 0, \dots, M-1$ .

La matriz  $\Delta \mathbf{C}$  no es de rango pleno si estos dos vectores de columna son colineales, es decir si existe un escalar  $\lambda$



no nulo, tal que:

$$a_{2,m} = \lambda a_{1,m}, m = 0, \dots, M-1 \text{ y} \quad (19)$$

$$a_{2,M-1} = -\lambda a_{1,0}, a_{2,0} = \lambda a_{1,1}, \dots, a_{2,M-2} = \lambda a_{1,M-1}$$

De esto se deduce que:

$$a_{2,M-1} = -\lambda^2 a_{2,0} = -\lambda^4 a_{2,1} = \dots = -\lambda^{2M} a_{2,M-1}$$

y, de manera más general:

$$a_{2,m} = -\lambda^{2M} a_{2,m}, m = 0, \dots, M-1 \quad (20)$$

dicho de otro modo, teniendo en cuenta el hecho de que  $\lambda$  es real, los vectores  $\mathbf{a}_1$  y  $\mathbf{a}_2$  son necesariamente nulos, es decir  $\mathbf{C} = \mathbf{C}'$ .

El código espaciotemporal es, por consiguiente, de diversidad máxima para  $P = 2$ , sean cuales sean los valores de  $M \geq 2$  y  $M' \geq 1$ .

De manera más general, se puede demostrar que para un número de antenas  $P$  dado, la diversidad máxima se obtiene desde el momento en que el número de posiciones de modulación  $M$  del alfabeto  $M$ -PPM- $M'$ -PAM es lo suficientemente grande, de manera más precisa desde el momento en que:

$$M - d(M) \geq P \quad (21)$$

donde  $d(M)$  viene definido por:

- $d(M) = 0$  si  $M$  es una potencia de 2;
- $d(M)$  es el máximo divisor de  $M$  (con excepción de  $M$ ) de tal modo que la relación  $M / d(M)$  sea impar.

Por ejemplo, para  $M = 2^K$ , la diversidad máxima se alcanza desde el momento en que el número  $M$  de posiciones PPM es superior o igual al número  $P$  de antenas.

De acuerdo con un segundo ejemplo, si  $M$  es un número primo,  $d(M) = 1$  y la diversidad máxima se obtiene desde el momento en que  $M \geq P + 1$ .

Hay que señalar que, con la condición de respetar la restricción (21), el código espaciotemporal definido por (13) (salvo por una permutación de sus líneas y de sus columnas) es de diversidad máxima sea cual sea el valor de  $M' \geq 1$ .

Es importante señalar que la matriz  $\Omega$  deja constante la constelación de modulación  $M$ -PPM- $M'$ -PAM desde el momento en que  $M' \geq 2$ . Esta propiedad garantiza que el nivel de PAPR del sistema MIMO que utiliza el código espaciotemporal definido por (13) (salvo por una permutación de sus líneas y de sus columnas) es idéntico al de un sistema mono-antena que utiliza la misma configuración.

En el caso particular  $M' = 1$ , los símbolos  $M$ -PPM- $M'$ -PAM son *de facto* unos elementos de un alfabeto  $M$ -PPM, es decir unos vectores con  $M$  componentes, todas nulas con la excepción de una igual a 1. Dado que la matriz  $\Omega$  realiza no solo una permutación de las  $M$  posiciones de modulación, sino también una operación de simetría, algunos elementos de la matriz  $\mathbf{C}$  pueden tener una componente igual a -1, de ahí una extensión de la constelación de modulación inicial y un incremento del nivel de PAPR con respecto a una configuración mono-antena. Sin embargo, el nivel de PAPR se puede mantener idéntico a costa de una ligera reducción de la velocidad del sistema.

En efecto, si se escribe como  $m_{\pm}$  la posición PPM para la cual se aplica la operación de inversión  $\pi$ , basta con prever que los símbolos  $\sigma_2, \dots, \sigma_p$  no puedan tener una componente igual a 1 en la posición  $m_{\pm}$ . Por el contrario, el símbolo  $\sigma_1$  al no estar multiplicado por la matriz  $\Omega$ , no está sometido a esta condición. Por ejemplo, si la matriz  $\Omega$  tiene la forma dada en (14), los símbolos  $\sigma_2, \dots, \sigma_p$  no podrán ocupar la posición de modulación  $m_{\pm} = M-1$ .

La velocidad del código, expresada en número de bits por PCU se reduce entonces a:

$$R = \frac{\log_2(M) + (P-1)\log_2(M-1)}{P \log_2(M)} \quad (22)$$

El término del denominador representa la velocidad relativa a  $P$  sistemas mono-antena. El término  $(P-1)\log_2(M-1)$  en el numerador corresponde a la contribución de los símbolos  $\sigma_2, \dots, \sigma_p$ , el término  $\log_2(M)$  correspondiendo a la contribución del símbolo  $\sigma_1$ .

5 Hay que señalar que  $R \leq 1$  y que  $R$  es una función creciente de  $M$  y una función decreciente de  $P$ . A continuación, para un número dado  $P$  de antenas, si el código espaciotemporal  $\mathbf{C}$  utiliza unos símbolos  $M$ -PPM (dicho de otro modo, si  $M' = 1$ ), la velocidad del código será casi unitaria para un elevado número de posiciones de modulación. A título de ejemplo, para un sistema MIMO con dos antenas, se alcanza una velocidad  $R = 0,97$  para un alfabeto de modulación 8-PPM.

10 Consideramos a continuación el caso de un sistema de transmisión MIMO con dos antenas que utilizan un código

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \sigma_1 & \sigma_2 \\ \Omega\sigma_2 & \sigma_1 \end{pmatrix}$$

espaciotemporal de acuerdo con la invención tal que Supondremos, además, que el sistema utiliza una señal TH-UWB, tal y como se ha definido en (8). El código espaciotemporal modula esta señal y la transmite durante dos utilizaciones consecutivas del canal (PCU). Durante la primera utilización, la antena 1 transmite una primera trama, esto es con las notaciones de (8) y (15):

15

$$s_1(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sigma_{1,m} w(t - nT_s - c_k(n)T_c - m\epsilon) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sigma_{1,\mu_1} w(t - nT_s - c(n)T_c - \mu_1\epsilon) \quad (23)$$

donde  $\mu_1$  es la posición de modulación concerniente al símbolo  $\sigma_1$ ;

20

y la antena 2 transmite de manera simultánea una primera trama:

$$s_2(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sigma_{2,m} w(t - nT_s - c(n)T_c - m\epsilon) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sigma_{2,\mu_2} w(t - nT_s - c(n)T_c - \mu_2\epsilon) \quad (24)$$

25 donde  $\mu_2$  es la posición de modulación concerniente al símbolo  $\sigma_2$ .

Durante la segunda utilización del canal, la antena 1 transmite una segunda trama:

$$\begin{aligned} s_1(t) &= \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} -\sigma_{2,\omega(m)} w(t - nT_s - c(n)T_c - m\epsilon) \\ &= \sum_{n=0}^{N_s-1} -\sigma_{2,\omega(\mu_2)} w(t - nT_s - c(n)T_c - \omega(\mu_2)\epsilon) \end{aligned} \quad (25)$$

30

donde  $\omega$  es la permutación del conjunto  $\{0, 1, \dots, M-1\}$  asociada a  $\Omega = \omega\circ\pi$  (donde «  $\circ$  » es la operación de composición) y  $\omega' = \omega^{-1}$ ;

y la antena 2 transmite de manera simultánea una segunda trama:

35

$$s_2(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sigma_{1,m} w(t - nT_s - c(n)T_c - m\epsilon) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sigma_{1,\mu_1} w(t - nT_s - c(n)T_c - \mu_1\epsilon) \quad (26)$$

Para el experto en la materia resulta evidente que se obtendrían unas expresiones similares utilizando una señal DS-TH-UWB de acuerdo con la expresión (9) en lugar de una señal TH-UWB de acuerdo con la expresión (8).

40

La figura 4 ilustra un ejemplo de sistema de transmisión que utiliza la codificación espaciotemporal de acuerdo con la invención.

El sistema 400 recibe unos símbolos de información por bloque  $\mathbf{S} = (\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_p)$  donde las  $\sigma_l, l = 1, \dots, P$  con  $P > 1$  son unos símbolos de una constelación  $M$ -PPM- $M'$ -PAM. De manera alternativa, los símbolos de información pueden proceder de otra constelación  $\mathbf{Q}$ -ésima con  $\mathbf{Q} = \mathbf{M}\mathbf{M}'$  con la condición de que experimente previamente una transcodificación (*mapping*) en dicha constelación  $M$ -PPM- $M'$ -PAM. Los símbolos de información puede ser el resultado de una o de múltiples operaciones muy habituales para el experto en la materia como codificación de fuente, codificación de canal de tipo convolucional, por bloque o incluso turbocodificación en serie o en paralelo, entrelazado, etc.

50

5 El bloque de símbolos de información  $\mathbf{S} = (\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_p)$  experimenta una operación de codificación en el codificador  
 espaciotemporal 410. De manera más precisa, el módulo 410 calcula los coeficientes de la matriz  $\mathbf{C}$  obedeciendo a  
 la expresión (13) o a una variante que se obtiene mediante permutación de sus líneas y/o de sus columnas tal y  
 como se ha indicado con anterioridad. Los  $\mathbf{P}$  vectores de columna (vectores con  $\mathbf{M}$  componentes) de la primera línea  
 de  $\mathbf{C}$ , que representan  $\mathbf{P}$  símbolos PPM se transmiten respectivamente a los moduladores UWB 420<sub>1</sub>, ..., 420<sub>p</sub> para  
 10 generar la primera trama, a continuación los  $\mathbf{P}$  vectores de columna de la segunda línea de  $\mathbf{C}$ , para generar la  
 segunda trama, etc., hasta la última línea de vectores de columna para generar la última trama. El modulador UWB  
 420<sub>1</sub> genera a partir de los vectores de columna  $\sigma_1, \Omega\sigma_p, \Omega\sigma_{p-1}, \dots, \sigma_2$ , las señales UWB impulsionales moduladas  
 correspondientes. Del mismo modo, el modulador UWB 420<sub>2</sub> genera a partir de los vectores  $\sigma_2, \sigma_1, \Omega\sigma_p, \dots, \Omega\sigma_3$ , las  
 15 señales UWB impulsionales moduladas correspondientes, y así sucesivamente hasta el modulador UWB 420<sub>p</sub> a  
 partir de los vectores  $\sigma_p, \sigma_{p-1}, \dots, \sigma_1$ .

15 Por ejemplo, si se utiliza, para un sistema bi-antena ( $\mathbf{P} = 2$ ), la matriz de codificación espaciotemporal (13) con la  
 matriz  $\Omega$  definida en (14) y una señal de soporte de modulación de tipo TH-UWB, el modulador UWB 320<sub>1</sub>  
 suministrará de manera sucesiva las señales (23) y (25) mientras que el modulador UWB 320<sub>2</sub> suministrará de  
 manera sucesiva las señales (24) y (26). Las señales UWB impulsionales que sirven como soporte para la  
 modulación pueden ser de manera alternativa del tipo DS-UWB o TH-DS-UWB. En todos los casos las señales UWB  
 impulsionales moduladas de este modo se transmiten a continuación a los elementos radiativos 430<sub>1</sub> a 430<sub>p</sub>. Estos  
 20 elementos radiativos pueden ser unas antenas UWB o bien unos diodos láser o unos DELs, que funcionan por  
 ejemplo en la banda infrarroja, asociados a unos moduladores electro-ópticos. El sistema de transmisión propuesto  
 puede entonces utilizarse en el campo de las telecomunicaciones ópticas inalámbricas.

25 Las señales UWB transmitidas por el sistema que se ilustra en la figura 4 se pueden tratar mediante un receptor  
 multi-antena de manera clásica. El receptor podrá, por ejemplo, comprender una etapa de correlación de tipo Rake  
 seguido de una etapa de decisión, utilizando por ejemplo un decodificador de esfera habitual para el experto en la  
 materia.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de codificación espaciotemporal para sistema de transmisión UWB que comprende una multitud  $P$  de elementos radiativos, dicho procedimiento codificando un bloque de símbolos de información  $\mathbf{S} = (\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_p)$  que pertenecen a un alfabeto de modulación  $M$ -PPM- $M'$ -PAM con  $M \geq 2$ , en una secuencia de vectores, las componentes de un vector estando destinadas a modular en posición y en amplitud una señal UWB impulsional para un elemento radiativo de dicho sistema y una utilización de canal de transmisión dados, cada componente de un vector correspondiendo a una posición de modulación PPM, que se caracteriza porque dichos vectores se obtienen a partir de los elementos de la matriz:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \sigma_1 & \sigma_2 & \dots & \sigma_p \\ \Omega\sigma_p & \sigma_1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \sigma_2 \\ \Omega\sigma_2 & \dots & \Omega\sigma_p & \sigma_1 \end{pmatrix}$$

una línea de la matriz correspondiendo a una utilización del canal de transmisión y una columna de la matriz correspondiendo a un elemento radiativo, la matriz  $\mathbf{C}$  estando definida salvo por una permutación de sus líneas y/o de sus columnas y  $\Omega$  definiéndose como la combinación de una permutación de las posiciones de modulación del alfabeto  $M$ -PPM y de una operación de simetría del alfabeto de modulación  $M'$ -PAM para una de las posiciones de modulación.

2. Procedimiento de codificación espaciotemporal de acuerdo con la reivindicación 1, que se caracteriza porque dicha operación de permutación es una permutación circular de dichas posiciones de modulación.

3. Procedimiento de codificación espaciotemporal de acuerdo con la reivindicación 2, que se caracteriza porque dicha permutación circular es un desplazamiento circular de dichas posiciones de modulación.

4. Procedimiento de codificación espaciotemporal de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, que se caracteriza porque el número  $P$  de elementos radiativos y el número  $M$  de posiciones de modulación verifican  $M \cdot d(M) \geq P$  donde  $d(M)$  viene definido por  $\mathbf{d}(M) = \mathbf{0}$  en el caso en el que  $M$  es una potencia de 2 y como máximo divisor de  $M$  de tal modo que la relación  $M / \mathbf{d}(M)$  sea impar en los demás casos.

5. Procedimiento de codificación espaciotemporal de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, que se caracteriza porque  $M' = 1$ , los símbolos  $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_p$  perteneciendo entonces a dicho alfabeto de modulación  $M$ -PPM y los símbolos  $\sigma_2, \dots, \sigma_p$  pudiendo ocupar todas las posiciones de modulación con la excepción de aquella a la que se aplica dicha operación de simetría.

6. Procedimiento de codificación espaciotemporal de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, que se caracteriza porque los elementos radiativos son unas antenas UWB.

7. Procedimiento de codificación espaciotemporal de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 5, que se caracteriza porque los elementos radiativos son unos diodos láser o unos diodos electroluminiscentes.

8. Procedimiento de codificación espaciotemporal de acuerdo con la reivindicación 6 o 7, que se caracteriza porque dicha señal impulsional es una señal TH-UWB.

9. Procedimiento de codificación espaciotemporal de acuerdo con la reivindicación 6 o 7, que se caracteriza porque dicha señal impulsional es una señal DS-UWB.

10. Procedimiento de codificación espaciotemporal de acuerdo con la reivindicación 6 o 7, que se caracteriza porque dicha señal impulsional es una señal TH-DS-UWB.

11. Sistema de transmisión UWB que comprende una multitud de elementos radiativos ( $430_1, 430_2, \dots, 430_p$ ), que se caracteriza porque este comprende:

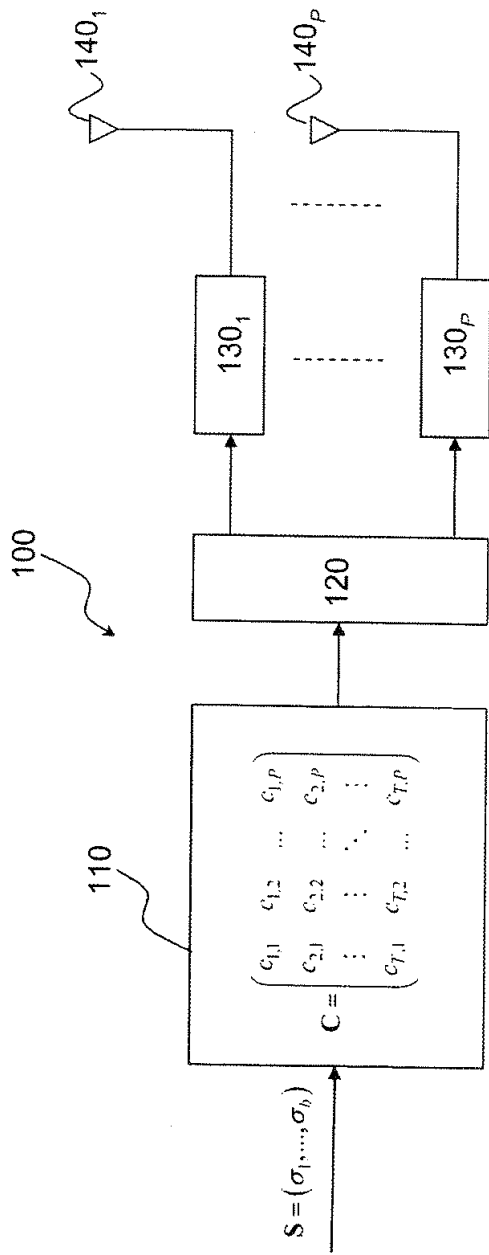
- unos medios de codificación (410) para codificar un bloque de símbolos de información  $\mathbf{S} = (\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_p)$  que pertenecen a un alfabeto de modulación  $M$ -PPM- $M'$ -PAM con  $M \geq 2$ , en una secuencia de vectores, cada vector estando asociado a una utilización del canal de transmisión y un elemento radiativo dados, cada componente de un vector correspondiendo a una posición de modulación PPM, dichos vectores obteniéndose a partir de los elementos de la matriz:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \sigma_1 & \sigma_2 & \dots & \sigma_p \\ \Omega\sigma_p & \sigma_1 & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & \sigma_2 \\ \Omega\sigma_2 & \dots & \Omega\sigma_p & \sigma_1 \end{pmatrix}$$

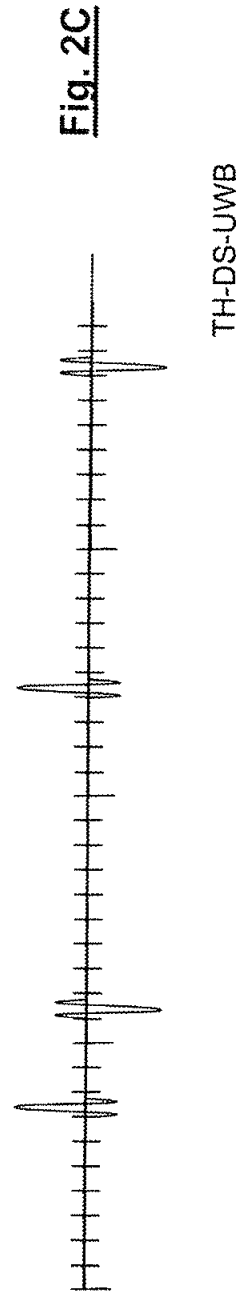
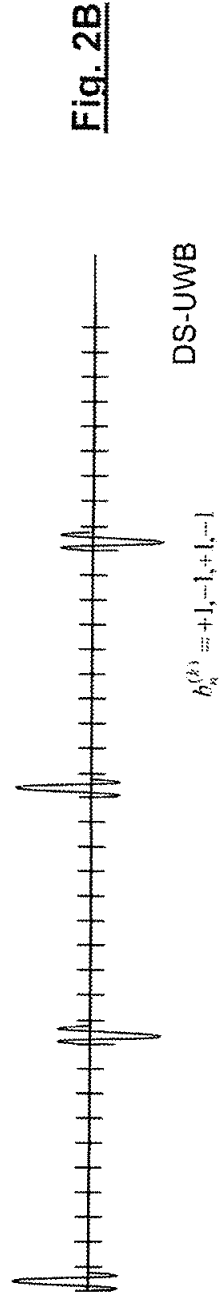
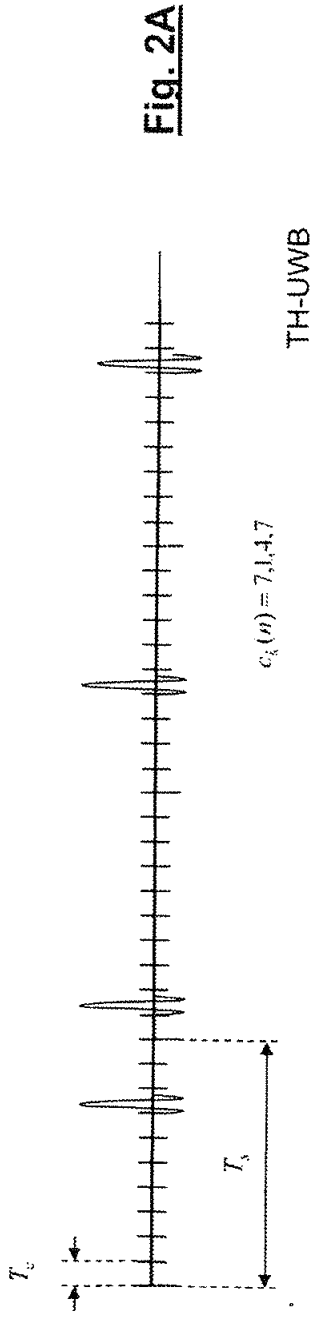
5 una línea de la matriz correspondiendo a una utilización de canal de transmisión y una columna de la matriz correspondiendo a un elemento radiativo, la matriz **C** estando definida salvo por una permutación de sus líneas y/o de sus columnas y  $\Omega$  definiéndose como la combinación de una permutación de las posiciones de modulación del alfabeto  $M$ -PPM y de una operación de simetría del alfabeto de modulación  $M$ -PAM para una de las posiciones de modulación;

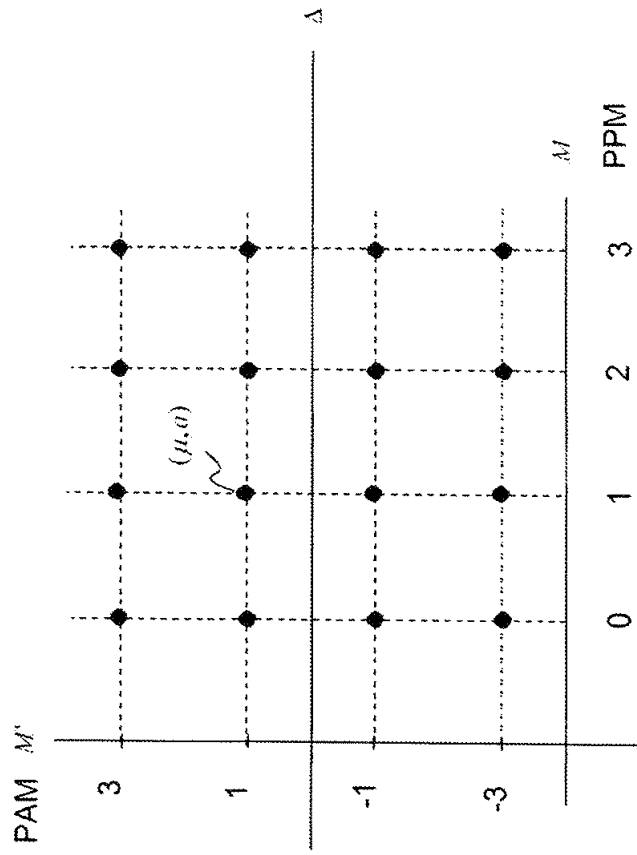
- 10
- una multitud de moduladores ( $420_1, 420_2, \dots, 420_p$ ) para modular en posición y en amplitud una señal UWB impulsional, cada modulador estando asociado a un elemento radiativo y que modula en posición y en amplitud dicha señal, durante una utilización del canal de transmisión, por medio de las componentes del vector asociado a dicho elemento radiativo y a dicha utilización del canal;
  - cada elemento radiativo estando adaptado para emitir la señal modulada de este modo por dicho modulador asociado.

15 12. Sistema de transmisión UWB de acuerdo con la reivindicación 11, que se caracteriza porque el número **P** de elementos radiativos y el número **M** de posiciones de modulación verifican  $M - d(M) \geq P$  donde  $d(M)$  viene definido por  $d(M) = 0$  en el caso en el que **M** es una potencia de 2 y como mayor divisor de **M** de tal modo que la relación  $M / d(M)$  sea impar en los demás casos.



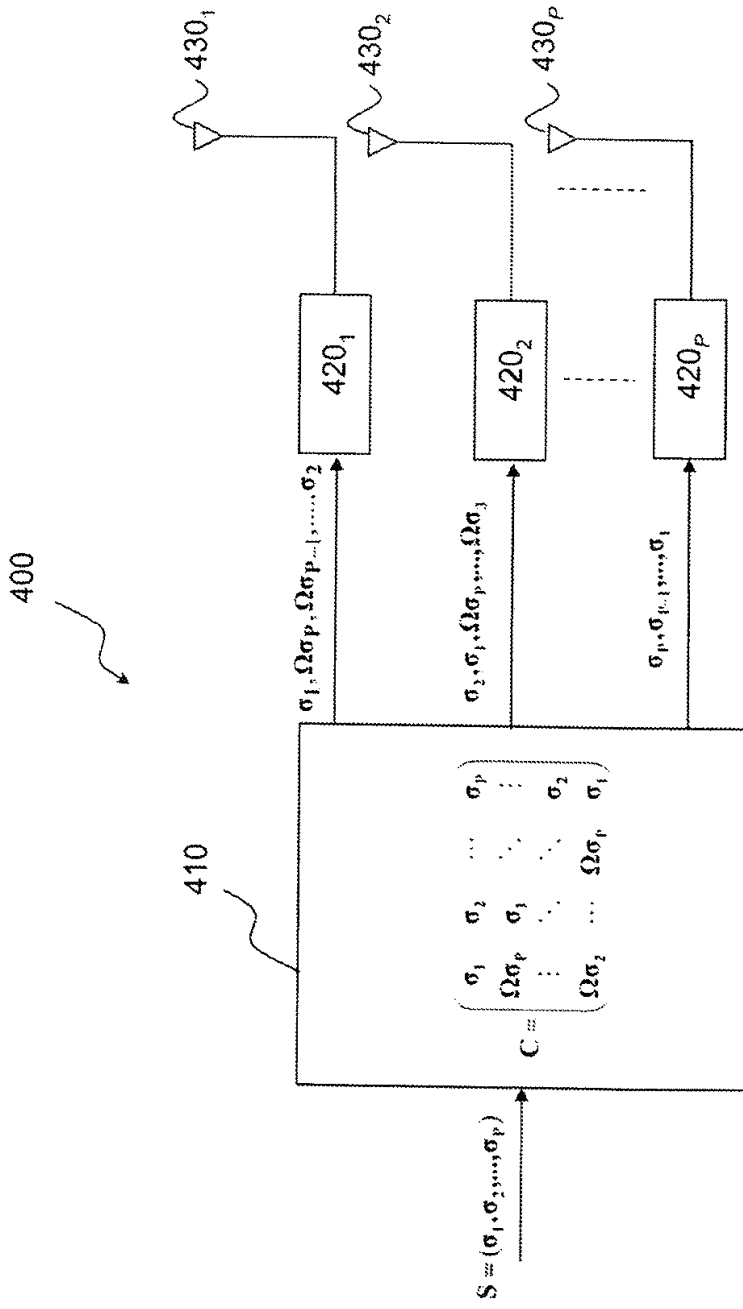
**Fig. 1**





**Fig. 3**





**Fig. 4**