

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 21.03.06.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la demande : 28.09.07 Bulletin 07/39.

56 Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du présent fascicule*

60 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

71 Demandeur(s) : COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE Etablissement public à caractère industriel et commercial — FR.

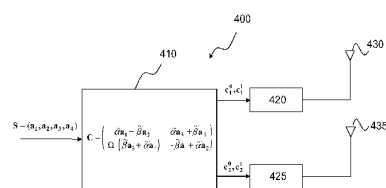
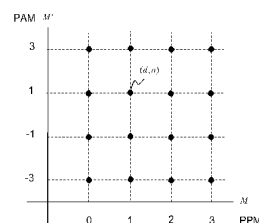
72 Inventeur(s) : ABOU RJEILY CHADI.

73 Titulaire(s) :

74 Mandataire(s) : BREVATOME.

54 PROCÉDE DE CODAGE SPATIO-TEMPOREL POUR SYSTEME DE COMMUNICATION BI-ANTENNE DE TYPE UWB IMPULSIONNEL.

57 La présente invention concerne un procédé de codage spatio-temporel pour système de transmission UWB comprenant deux éléments radiatifs. Ce procédé code un bloc de symboles d'information ($S = (a_1, a_2, a_3, a_4)$) appartenant à une constellation de modulation PPM ou de modulation composite PPM-PAM présentant un nombre de positions temporelles supérieur ou égal à 3, en une séquence de vecteurs $(c^0_1, c^0_2, c^1_1, c^1_2)$, les composantes d'un vecteur étant destinées à moduler un signal UWB impulsionnel pour un élément radiatif dudit système et pour un intervalle de transmission donné (T_f). Un premier et un second desdits vecteurs sont obtenus au moyen d'une première combinaison linéaire d'une première et d'une seconde paires desdits symboles et qu'un troisième et un quatrième desdits vecteurs sont obtenus au moyen d'une seconde combinaison linéaire desdites première et seconde paires desdits symboles, la première et la seconde combinaisons linéaires utilisant des coefficients scalaires $(\alpha, \beta, -\beta, \alpha)$ dont les rapports respectifs sont sensiblement égaux au nombre d'or et à son opposé, un desdits vecteurs subissant en outre une permutation circulaire de ses composantes avant de moduler ledit signal UWB impulsionnel.



**PROCÉDÉ DE CODAGE SPATIO-TEMPOREL POUR SYSTÈME DE
COMMUNICATION BI-ANTENNE DE TYPE UWB IMPULSIONNEL**

DESCRIPTION

5 DOMAINE TECHNIQUE

La présente invention concerne à la fois le domaine des télécommunications en ultra-large bande ou UWB (*Ultra Wide Band*) et celui des systèmes multi-antenne à codage spatio-temporel ou STC (*Space Time Coding*).
10 *Coding*).

ÉTAT DE LA TECHNIQUE ANTÉRIEURE

Les systèmes de télécommunication sans fil de type multi-antenne sont bien connus de l'état de la technique. Ces systèmes utilisent une pluralité d'antennes à l'émission et/ou à la réception et sont
15 dénommés, selon le type de configuration adoptée, MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), MISO (*Multiple Input Single Output*) ou SIMO (*Single Input Multiple Output*). Par la suite nous emploierons le même terme MIMO pour
20 couvrir les variantes MIMO et MISO précitées. L'exploitation de la diversité spatiale à l'émission et/ou à la réception permet à ces systèmes d'offrir des capacités de canal nettement supérieures à celles des systèmes mono-antenne classique (ou SISO pour Single
25 Input Single Output). Cette diversité spatiale est généralement complétée par une diversité temporelle au moyen d'un codage spatio-temporel. Dans un tel codage, un symbole d'information à transmettre se trouve codé sur plusieurs antennes et plusieurs instants de
30 transmission. On connaît deux grandes catégories de

systèmes MIMO à codage spatio-temporel : les systèmes à
 codage en treillis ou STTC (*Space Time Trellis Coding*)
 et les systèmes à codage par blocs ou STBC (*Space Time*
Block Coding). Dans un système à codage en treillis, le
 5 codeur spatio-temporel peut être vu comme une machine à
 états finis fournissant P symboles de transmission aux
 P antennes en fonction de l'état courant et du symbole
 d'information à coder. Le décodage à la réception est
 réalisé par un algorithme de Viterbi multidimensionnel
 10 dont la complexité augmente de manière exponentielle en
 fonction du nombre d'états. Dans un système à codage
 par blocs, un bloc de symboles d'information à
 transmettre est codé en une matrice de symboles de
 transmission, une dimension de la matrice correspondant
 15 au nombre d'antennes et l'autre correspondant aux
 instants consécutifs de transmission.

La Fig. 1 représente schématiquement un système de
 transmission MIMO 100 avec codage STBC. Un bloc de
 symboles d'information $\mathbf{S}=(a_1, \dots, a_b)$ par exemple un mot
 20 binaire de b bits ou plus généralement de b symboles
 M -aires est codé en une matrice spatio-temporelle :

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

25 où les coefficients $c_{t,p}$, $t=1, \dots, T; p=1, \dots, P$ du code sont en
 règle générale des coefficients complexes dépendant des
 symboles d'information, P est le nombre d'antennes
 utilisées à l'émission, T est un entier indiquant

l'extension temporelle du code, c'est-à-dire le nombre d'instants d'utilisation du canal ou PCUs (*Per Channel Use*).

La fonction f qui à tout vecteur $\mathbf{S}$ de symboles d'information fait correspondre le mot de code spatio-temporel $\mathbf{C}$ est appelée fonction de codage. Si la fonction f est linéaire on dit que le code spatio-temporel est linéaire. Si les coefficients $c_{t,p}$ sont réels le code spatio-temporel est dit réel.

Sur la Fig. 1, on a désigné par 110 un codeur spatio-temporel. A chaque instant d'utilisation de canal t , le codeur fournit au multiplexeur 120 le t -ème vecteur-ligne de la matrice $\mathbf{C}$. Le multiplexeur transmet aux modulateurs $130_1, \dots, 130_p$ les coefficients du vecteur ligne et les signaux modulés sont transmis par les antennes $140_1, \dots, 140_p$.

Le code spatio-temporel est caractérisé par son débit, c'est-à-dire par le nombre de symboles d'information qu'il transmet par instant d'utilisation de canal (PCU). Le code est dit à plein débit s'il est P fois plus élevé que le débit relatif à une utilisation mono-antenne (SISO).

Le code spatio-temporel est caractérisé en outre par sa diversité qui peut être définie comme le rang de la matrice $\mathbf{C}$. On aura une diversité maximale si pour deux mots de code $\mathbf{C}_1$ et $\mathbf{C}_2$ quelconques correspondant à deux vecteurs $\mathbf{S}_1$ et $\mathbf{S}_2$, la matrice $\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2$ est de rang plein.

Le code spatio-temporel est enfin caractérisé par son gain de codage qui traduit la distance minimale

entre différents mots du code. On peut le définir comme :

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

5

ou, de manière équivalente, pour un code linéaire :

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

10 où $\det(\mathbf{C})$ signifie le déterminant de $\mathbf{C}$ et $\mathbf{C}^H$ est la matrice conjuguée transposée de $\mathbf{C}$. Pour une énergie de transmission par symbole d'information, le gain de codage est borné.

15 Un code spatio-temporel sera d'autant plus résistant à l'évanouissement que son gain de codage sera élevé.

Un exemple de codage spatio-temporel pour un
20 système MIMO à deux antennes de transmission a été proposé dans l'article de J-C Belfiore et al. intitulé « The Golden code : a 2x2 full-rate space-time code with non-vanishing determinants » publié dans IEEE Transactions on Information Theory, vol. 51, N° 4,
25 pages 1432-1436, Avril 2005.

Le code proposé, dit code d'or, est basé sur une double extension algébrique $\mathbf{K}$ du corps des nombres rationnels $\mathbf{Q}$: $\mathbf{K} = \mathbf{Q}(i, \theta)$ où $i = \sqrt{-1}$ est racine du polynôme $X^2 + 1$ et θ est le nombre d'or $\theta = \frac{1 + \sqrt{5}}{2}$, racine

du polynôme X^2-X-1 . Le code d'or peut être représenté par la matrice suivante :

$$\mathbf{C}_{gold} = \begin{pmatrix} \alpha(a_1 + \theta a_2) & \alpha(a_3 + \theta a_4) \\ i\alpha_1(a_3 + \theta_1 a_4) & \alpha_1(a_1 + \theta_1 a_2) \end{pmatrix} \quad (4)$$

5

où $\mathbf{S} = (a_1, a_2, a_3, a_4)$ est un vecteur de symboles d'information. a_1, a_2, a_3, a_4 sont des symboles complexes d'une constellation 2^b -QAM, sous-ensemble de $\mathbf{Z}[i]$ où $\mathbf{Z}$ est l'anneau des entiers. $\theta_1 = \frac{1+\sqrt{5}}{2}$ est la racine

10 conjuguée de θ , $\alpha = 1+i(1-\theta)$ et $\alpha_1 = 1+i(1-\theta_1)$.

Le code d'or présente l'avantage d'être à diversité maximale et à plein débit au sens défini plus haut. En outre, il possède le gain de codage le plus élevé que l'on ait pu obtenir jusqu'à présent.

15

Un autre domaine des télécommunications fait actuellement l'objet de recherches considérables. Il s'agit des systèmes de télécommunication UWB, pressentis notamment pour le développement des futurs réseaux personnels sans fil (WPAN). Ces systèmes ont pour spécificité de travailler directement en bande de base avec des signaux très large bande. On entend généralement par signal UWB un signal conforme au masque spectral stipulé dans la réglementation du FCC du 14 Février 2002 et révisé en Mars 2005, c'est-à-dire pour l'essentiel un signal dans la bande spectrale 3.1 à 10.6 GHz et présentant une largeur de bande d'au moins 500 MHz à -10dB. En pratique, on connaît deux types de signaux UWB, les signaux multi-bande OFDM (MB-

20

25

OFDM) et les signaux UWB de type impulsionnel. Nous nous intéresserons par la suite uniquement à ces derniers.

Un signal UWB impulsionnel est constitué d'impulsions très courtes, typiquement de l'ordre de quelques centaines de picosecondes, réparties au sein d'une trame. Afin de réduire l'interférence multi-accès (MAI pour *Multiple Access Interference*), un code de sauts temporels (TH pour *Time Hopping*) distinct est affecté à chaque utilisateur. Le signal issu ou à destination d'un utilisateur k peut alors s'écrire sous la forme:

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

où w est la forme de l'impulsion élémentaire, T_c est une durée bribe (ou chip), T_s est la durée d'un intervalle élémentaire avec $N_s = N_c T_c$ où N_c est le nombre de chips dans un intervalle, la trame totale étant de durée $T_f = N_s T_s$ où N_s est le nombre d'intervalles dans la trame. La durée de l'impulsion élémentaire est choisie inférieure à la durée chip, soit $T_w \leq T_c$. La séquence $c_k(n)$ pour $n = 0, \dots, N_s - 1$ définit le code de saut temporel de l'utilisateur k . Les séquences de sauts temporels sont choisies de manière à minimiser le nombre de collisions entre impulsions appartenant à des séquences de saut temporel d'utilisateurs différents.

On a représenté en Fig. 2A un signal TH-UWB associé à un utilisateur k . Afin de transmettre un

symbole d'information donné en provenance ou à destination d'un utilisateur k , on module généralement le signal TH-UWB à l'aide d'une modulation de position (PPM pour *Pulse Position Modulation*), soit pour le
 5 signal modulé :

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

où ε est un retard de modulation (*dither*) sensiblement
 10 inférieur à la durée chip T_c et $d_k \in \{0, \dots, M-1\}$ est la position M -aire PPM du symbole.

Alternativement, les symboles d'information peuvent être transmis au moyen d'une modulation d'amplitude (PAM). Dans ce cas, le signal modulé peut
 15 s'écrire :

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

où $a^{(k)} = 2m'-1-M'$ avec $m'=1, \dots, M'$, est le symbole M' -aire
 20 de la modulation PAM. On peut par exemple utiliser une modulation BPSK ($M'=2$).

Les modulations PPM et PAM peuvent aussi être combinées en une modulation composite $M.M'$ -aire. Le signal modulé a alors la forme générale suivante :

25

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

L'alphabet de cette modulation de cardinal $M.M'$ a été représenté en Fig. 3. Pour chacune des M positions temporelles, M' amplitudes de modulation sont possibles. Un symbole (d,a) de l'alphabet peut être
 5 représenté par une séquence a_m , $m=0,...,M-1$ avec $a_m = \delta(m-d)a$ où d est une position de la modulation PPM, a une amplitude de la modulation PAM et $\delta(.)$ la distribution de Dirac.

10 Au lieu de séparer les différents utilisateurs au moyen de codes de sauts temporels, il est également possible de les séparer par des codes orthogonaux, par exemple des codes de Hadamard, comme en DS-CDMA. On parle alors de DS-UWB (*Direct Spread UWB*). Dans ce cas
 15 on a pour l'expression du signal non modulé, correspondant à (5) :

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

20 où $b_n^{(k)}$, $n=0,...,N_s-1$ est la séquence d'étalement de l'utilisateur k . On remarque que l'expression (9) est analogue à celle d'un signal DS-CDMA classique. Elle en diffère cependant par le fait que les chips sont n'occupent pas toute la trame mais sont répartis à la
 25 période T_s . On a représenté en Fig. 2B un signal DS-UWB associé à un utilisateur k .

Comme précédemment, les symboles d'information peuvent être transmis au moyen d'une modulation PPM, d'une modulation PAM ou d'une modulation composite PPM-

PAM. Le signal DS-UWB modulé en amplitude correspondant au signal TH-UWB (7) peut s'exprimer, en conservant les mêmes notations :

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

Enfin, il est connu de combiner codes de sauts temporels et codes d'étalement spectral pour offrir des accès multiples aux différents utilisateurs. On obtient ainsi un signal UWB impulsionnel TH-DS-UWB de forme générale :

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

On a représenté en Fig. 2C un signal TH-DS-UWB associé à un utilisateur k . Ce signal peut être modulé par une modulation composite PPM-PAM $M.M'$ -aire. On obtient alors pour le signal modulé :

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

Il est connu de l'état de la technique d'utiliser des signaux UWB dans des systèmes MIMO. Dans ce cas, chaque antenne transmet un signal UWB modulé en fonction d'un symbole d'information ou d'un bloc de tels symboles (STBC).

Les techniques de codage spatio-temporel initialement développées pour des signaux à bande

étroites ou pour le DS-CDMA s'appliquent mal aux signaux UWB impulsionnels. En effet, les codes spatio-temporels connus, comme le code d'or sont généralement à coefficients complexes et portent par conséquent une information de phase. Or, il est excessivement difficile de récupérer cette information de phase dans un signal à bande aussi large que celle des signaux UWB impulsionnels. Le support temporel très étroit des impulsions se prête beaucoup mieux à une modulation en position (PPM) ou en amplitude (PAM).

Un codage spatio-temporel des signaux UWB a été proposé dans l'article de Chadi Abou-Rjeily et al. intitulé « Space-Time coding for multiuser Ultra-Wideband communications » soumis à publication dans IEEE Transactions on Communications, Sept. 2005 et disponible sous www.tsi.enst.fr.

Conformément aux contraintes posées plus haut, le code spatio-temporel proposé est réel. Par exemple, pour une configuration à deux antennes en émission, le code peut s'écrire :

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \beta(a_1 + \theta a_2) & \sqrt{2}\beta(a_3 + \theta a_4) \\ \sqrt{2}\beta_1(a_3 + \theta_1 a_4) & \beta_1(a_1 + \theta_1 a_2) \end{pmatrix} \quad (13)$$

avec $\beta = \frac{1}{\sqrt{1+\theta^2}}$ et $\beta_1 = \frac{1}{\sqrt{1+\theta_1^2}}$; $\mathbf{S} = (a_1, a_2, a_3, a_4)$ est un vecteur de symboles d'information PAM, à savoir $a_i \in \{-M'+1, \dots, M'-1\}$.

Dans ce même article, on propose de généraliser ce code spatio-temporel au codage d'un bloc de symboles d'information appartenant à un alphabet PPM-PAM. Pour

une configuration à deux antennes d'émission, ce code peut s'exprimer par la matrice de taille $2M \times 2$:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \beta(a_{1,0} + \theta a_{2,0}) & \sqrt{2}\beta(a_{3,0} + \theta a_{4,0}) \\ \vdots & \vdots \\ \beta(a_{1,M-1} + \theta a_{2,M-1}) & \sqrt{2}\beta(a_{3,M-1} + \theta a_{4,M-1}) \\ \sqrt{2}\beta_1(a_{3,0} + \theta_1 a_{4,0}) & \beta_1(a_{1,0} + \theta_1 a_{2,0}) \\ \vdots & \vdots \\ \sqrt{2}\beta_1(a_{3,M-1} + \theta_1 a_{4,M-1}) & \beta_1(a_{1,M-1} + \theta_1 a_{2,M-1}) \end{pmatrix} \quad (14)$$

5

Chaque symbole d'information $\mathbf{a}_i = (a_{i,0}, \dots, a_{i,M-1})$ est ici un vecteur représentant un élément de l'alphabet PPM-PAM avec $a_{i,m} = a_i \delta(m - d_i)$ où a_i est un élément de l'alphabet PAM et d_i de l'alphabet PPM. Le bloc de symboles d'information codés par le code $\mathbf{C}$ n'est autre que $\mathbf{S} = (\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \mathbf{a}_3, \mathbf{a}_4)$.

Plus précisément, le bloc de symboles d'information $\mathbf{S}$ donne lieu à la génération des signaux UWB selon les expressions données ci-après. On a supposé, pour simplifier les notations, une utilisation mono utilisateur (pas d'indexation par k , ni de séquence d'étalement).

L'antenne 1 transmet pendant la durée de la première trame T_f le signal :

20

$$s^1(t) = \beta \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} (a_{1,m} + \theta a_{2,m}) w(t - nT_s - c(n)T_c - m\epsilon) \quad (15)$$

signal, qui correspond au premier vecteur colonne des M premières lignes du code (14).

L'antenne 2 transmet simultanément pendant la durée de la première trame T_f le signal :

$$s^2(t) = \beta \sqrt{2} \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} (a_{3,m} + \theta a_{4,m}) w(t - nT_s - c(n)T_c - m\epsilon) \quad (16)$$

5

signal qui correspond au second vecteur colonne des M premières lignes du code.

L'antenne 1 transmet ensuite pendant la durée de la seconde trame, en prenant à nouveau l'origine des
10 temps au début de la trame :

$$s^1(t) = \beta_1 \sqrt{2} \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} (a_{3,m} + \theta a_{4,m}) w(t - nT_s - c(n)T_c - m\epsilon) \quad (17)$$

15 signal qui correspond au premier vecteur colonne des M dernières lignes du code.

Enfin l'antenne 2 transmet simultanément pendant la durée de la seconde trame le signal:

$$s^2(t) = \beta_1 \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} (a_{1,m} + \theta a_{2,m}) w(t - nT_s - c(n)T_c - m\epsilon) \quad (18)$$

20

signal qui correspond au second vecteur colonne des M dernières lignes du code.

Le code spatio-temporel défini ci-dessus présente de très bonnes performances en terme de diversité.
25 Toutefois son gain de codage est inférieur à celui du code d'or défini par (4). En outre, le terme scalaire $\sqrt{2}$ apparaissant dans la matrice (14) crée, à chaque trame, un déséquilibre énergétique entre les antennes.

Le but de la présente invention est de proposer un code spatio-temporel réel pour un système MIMO à signaux UWB impulsionnels qui possède un gain de codage supérieur à ceux des codes connus pour de tels systèmes, en particulier le code défini par (14). En outre, le but de la présente invention est de prévoir un code spatio-temporel présentant à chaque trame une distribution d'énergie équilibrée entre les antennes.

EXPOSÉ DE L'INVENTION

La présente invention est définie par un procédé de codage spatio-temporel pour système de transmission UWB comprenant deux éléments radiatifs, ledit procédé codant un bloc de symboles d'information ($\mathbf{S}=(\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \mathbf{a}_3, \mathbf{a}_4)$) appartenant à une constellation de modulation PPM ou de modulation composite PPM-PAM, présentant un nombre de positions temporelles supérieur ou égal à 3, en une séquence de vecteurs $(\mathbf{c}_1^0, \mathbf{c}_2^0, \mathbf{c}_1^1, \mathbf{c}_2^1)$, les composantes d'un vecteur étant destinées à moduler un signal UWB impulsif pour un élément radiatif dudit système et pour un intervalle de transmission donné (T_f). Selon ce procédé, un premier et un second desdits vecteurs sont obtenus au moyen d'une première combinaison linéaire d'une première et d'une seconde paires desdits symboles et qu'un troisième et un quatrième desdits vecteurs sont obtenus au moyen d'une seconde combinaison linéaire desdites première et seconde paires desdits symboles, la première et la seconde combinaisons linéaires utilisant des coefficients scalaires $(\tilde{\alpha}, \tilde{\beta}, -\tilde{\beta}, \tilde{\alpha})$ dont les rapports respectifs sont sensiblement égaux au nombre d'or et à

son opposé, un desdits vecteurs subissant en outre une permutation circulaire de ses composantes avant de moduler ledit signal UWB impulsif.

La présente invention est également définie
5 par un dispositif de codage spatio-temporel pour mettre en œuvre ledit procédé. Pour ce faire, le dispositif comprend :

- des éléments de mémoire d'entrée pour mémoriser quatre symboles d'information, chaque symbole
10 d'information étant constitué de M composantes avec $M \geq 3$, chaque composante pouvant prendre M' valeurs où $M' \geq 1$;

- une première pluralité de premiers modules recevant chacun une composante d'un premier
15 symbole d'information et une composante de même rang d'un second symbole d'information, chaque module effectuant lesdites première et seconde combinaisons linéaires desdites composantes pour fournir une première et une seconde valeurs de sortie ;

- 20 - une seconde pluralité de seconds modules recevant chacun une composante d'un troisième symbole d'information et une composante de même rang d'un quatrième symbole d'information, chaque module effectuant lesdites première et seconde combinaisons
25 linéaires desdites composantes pour fournir une première et une seconde valeurs de sortie ;

- des éléments de mémoire de sortie pour stocker respectivement les premières valeurs et
secondes valeurs de sortie des premiers et seconds
30 modules ;

- des moyens pour permuter les adresses d'écriture ou de lecture d'un des éléments de sortie selon une permutation circulaire d'ordre M .

5 BRÈVE DESCRIPTION DES DESSINS

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture d'un mode de réalisation préférentiel de l'invention fait en
10 référence aux figures jointes parmi lesquelles :

la Fig. 1 représente schématiquement un système de transmission MIMO avec codage STBC connu de l'état de la technique ;

les Fig. 2A à 2C représentent les formes
15 respectives de signaux TH-UWB, DS-UWB et TH-DS-UWB ;

la Fig. 3 représente un exemple de constellation d'une modulation PPM-PAM ;

la Fig. 4 représente schématiquement un système de transmission MIMO utilisant le codage
20 spatio-temporel selon l'invention ;

la Fig. 5 représente schématiquement la structure d'un codeur spatio-temporel selon un mode de réalisation de l'invention ;

la Fig. 6 représente schématiquement la
25 structure d'un module élémentaire utile à la réalisation du codeur spatio-temporel de la Fig.5.

EXPOSÉ DÉTAILLÉ DE MODES DE RÉALISATION PARTICULIERS

L'idée à la base de l'invention est de créer un
30 code spatio-temporel s'affranchissant à la fois des

valeurs complexes α et α_1 figurant dans le code d'or (4), incompatibles comme on l'a dit avec l'utilisation de signaux UWB impulsionnels, et des scalaires $\sqrt{2}$ figurant dans les codes (13) et (14), à l'origine d'une
 5 distribution déséquilibrée de l'énergie sur les antennes.

Le code spatio-temporel proposé s'applique aux systèmes MIMO à deux antennes de transmission utilisant des signaux UWB impulsionnels dans lesquels les
 10 symboles d'information sont modulés à l'aide d'une modulation PPM-PAM avec $M \geq 3$ où M est, comme défini précédemment, le cardinal de la modulation PPM. Il est clair pour l'homme du métier que ce type de modulation inclut en particulier les modulations uniquement
 15 uniquement PPM avec $M \geq 3$. Le code proposé est représenté par la matrice de dimension $2M \times 2$, où M est comme précédemment le cardinal de la modulation PPM :

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \tilde{\alpha}\mathbf{a}_1 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_2 & \tilde{\alpha}\mathbf{a}_3 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_4 \\ \mathbf{\Omega}(-\tilde{\beta}\mathbf{a}_3 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_4) & -\tilde{\beta}\mathbf{a}_1 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_2 \end{pmatrix} \quad (19)$$

20

$$\text{avec } \tilde{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{1+\theta^2}} ; \quad \tilde{\beta} = \frac{\theta}{\sqrt{1+\theta^2}} ; \quad \theta = \frac{1+\sqrt{5}}{2} ; \quad \mathbf{a}_i = (a_{i,0}, \dots, a_{i,M-1})$$

étant les symboles d'information comme précédemment et $\mathbf{\Omega}$ est une matrice de permutation circulaire de dimension $M \times M$. Par exemple, $\mathbf{\Omega}$ est un simple décalage
 25 circulaire :

$$\mathbf{\Omega} = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{l \times M-1} & 1 \\ \mathbf{I}_{M-l \times M-1} & \mathbf{0}_{M-l \times l} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (20)$$

où $\mathbf{I}_{M-l \times M-1}$ est la matrice identité de taille $M-1$, $\mathbf{0}_{l \times M-1}$ est le vecteur ligne nul de taille $M-1$, $\mathbf{0}_{M-l \times l}$ le vecteur
5 colonne nul de taille $M-1$.

Comme on peut le constater, la matrice $\mathbf{C}$ est réelle et ne présente pas de pondération dissymétrique selon les antennes. Elle peut s'écrire de manière plus explicite :

10

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \tilde{\alpha}a_{1,0} + \tilde{\beta}a_{2,0} & \tilde{\alpha}a_{3,0} + \tilde{\beta}a_{4,0} \\ \tilde{\alpha}a_{1,1} + \tilde{\beta}a_{2,1} & \tilde{\alpha}a_{3,1} + \tilde{\beta}a_{4,1} \\ \vdots & \vdots \\ \tilde{\alpha}a_{1,M-1} + \tilde{\beta}a_{2,M-1} & \tilde{\alpha}a_{3,M-1} + \tilde{\beta}a_{4,M-1} \\ -\tilde{\beta}a_{3,M-1} + \tilde{\alpha}a_{4,M-1} & -\tilde{\beta}a_{1,0} + \tilde{\alpha}a_{2,0} \\ -\tilde{\beta}a_{3,0} + \tilde{\alpha}a_{4,0} & -\tilde{\beta}a_{1,1} + \tilde{\alpha}a_{2,1} \\ \vdots & \vdots \\ -\tilde{\beta}a_{3,M-2} + \tilde{\alpha}a_{4,M-2} & -\tilde{\beta}a_{1,M-1} + \tilde{\alpha}a_{2,M-1} \end{pmatrix} \quad (21)$$

D'après l'expression (21), on voit que l'effet de la
15 multiplication par la matrice $\mathbf{\Omega}$ se traduit par une permutation circulaire sur le premier vecteur colonne des M dernières lignes de la matrice $\mathbf{C}$. Ainsi, alors que pendant la première trame (M premières lignes de $\mathbf{C}$), l'ordre chronologique des positions PPM est
20 identique pour les deux antennes, pour la seconde trame

(M dernières lignes de $\mathbf{C}$), en revanche, les positions PPM relatives aux symboles $\mathbf{a}_3, \mathbf{a}_4$ subissent une permutation circulaire, par rapport aux positions PPM des symboles $\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2$. Dans l'exemple donné, la permutation circulaire est un simple décalage circulaire. En d'autres termes, tout se passe comme si pendant la seconde trame la constellation PPM-PAM des symboles $\mathbf{a}_3, \mathbf{a}_4$, telle qu'illustrée en Fig. 3 avait fait l'objet d'un rotation cyclique d'une position vers la droite.

De manière générale, la matrice $\mathbf{\Omega}$ est une matrice de permutation circulaire d'ordre M . Etant donné que avec $M \geq 3$, cette matrice ne se réduit pas à une simple transposition. Les expressions (15) à (18), donnant les signaux UWB générés par les deux antennes pendant la première et la seconde trames, sont alors à remplacer par les expressions (21) à (24) suivantes :

première trame :

$$s^1(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} (\tilde{\alpha}a_{1,m} + \tilde{\beta}a_{2,m})w(t - nT_s - c(n)T_c - m\epsilon) \quad (21)$$

$$s^2(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} (\tilde{\alpha}a_{3,m} + \tilde{\beta}a_{4,m})w(t - nT_s - c(n)T_c - m\epsilon) \quad (22)$$

seconde trame :

25

$$s^1(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} (-\tilde{\beta}a_{3,\sigma(m)} + \tilde{\alpha}a_{4,\sigma(m)})w(t - nT_s - c(n)T_c - m\epsilon) \quad (23)$$

$$s^2(t) = \sum_{n=0}^{N_s-M-1} \sum_{m=0}^{M-1} (-\tilde{\beta}a_{1,m} + \tilde{\alpha}a_{2,m})w(t - nT_s - c(n)T_c - m\varepsilon) \quad (24)$$

où σ est une permutation circulaire de l'ensemble $\{0,1,\dots,M-1\}$.

5

La matrice $\mathbf{\Omega}$ du code proposé peut être encore une permutation circulaire associée à un changement de signe d'un quelconque ou d'une pluralité de ses éléments. Dans le cas de l'exemple donné en (20), les

10 matrices :

$$\mathbf{\Omega} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & \chi_0 \\ \chi_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \chi_2 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \chi_{M-1} & 0 \end{pmatrix} \quad (25)$$

avec $\chi_i = \pm 1$, peuvent également être employées dans le

15 code $\mathbf{C}$ selon l'invention. On notera qu'une permutation circulaire associée à une inversion de signe revient à effectuer dans la constellation PPM-PAM (cf. Fig. 3) une rotation cyclique sur les positions et une symétrie par rapport à l'axe d'amplitude nulle de la

20 constellation PAM pour les positions concernées par cette inversion.

Alternativement au code spatio-temporel défini par (19), on peut encore utiliser les variantes suivantes :

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} -\tilde{\beta}\mathbf{a}_1 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_2 & \tilde{\alpha}\mathbf{a}_3 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_4 \\ \mathbf{\Omega}(-\tilde{\beta}\mathbf{a}_3 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_4) & \tilde{\alpha}\mathbf{a}_1 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_2 \end{pmatrix} \quad (26)$$

25

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \tilde{\alpha}\mathbf{a}_1 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_2 & \Omega(-\tilde{\beta}\mathbf{a}_3 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_4) \\ \tilde{\alpha}\mathbf{a}_3 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_4 & -\tilde{\beta}\mathbf{a}_1 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_2 \end{pmatrix} \quad (27)$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} -\tilde{\beta}\mathbf{a}_1 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_2 & \Omega(-\tilde{\beta}\mathbf{a}_3 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_4) \\ \tilde{\alpha}\mathbf{a}_3 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_4 & \tilde{\alpha}\mathbf{a}_1 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_2 \end{pmatrix} \quad (28)$$

5

obtenues par permutation des vecteurs colonnes $M \times 1$ diagonaux ou/et antidiagonaux de (19).

Bien entendu, pour les matrices (26), (27), (28), la matrice Ω pourra prendre les mêmes variantes de forme que celles déjà envisagées pour (19) à savoir celle d'une permutation circulaire associée ou non à un inversion de signe d'un ou d'une pluralité de ses éléments.

En outre, il est important de noter que quelle que soit la forme du code envisagée (19), (26), (27), (28) une permutation quelconque sur les indices des symboles $\mathbf{a}_i$ est encore un code spatio-temporel au sens de l'invention, puisqu'une telle permutation est équivalente à un simple réarrangement temporel au sein du bloc $\mathbf{S} = (\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \mathbf{a}_3, \mathbf{a}_4)$.

Enfin, les coefficients $\tilde{\alpha}$ et $\tilde{\beta}$ de la matrice $\mathbf{C}$ sont dans un rapport égal au nombre d'or et tels que $\tilde{\alpha}^2 + \tilde{\beta}^2 = 1$ (gain d'énergie égal à 1). Il est clair que des valeurs homothétiques de $\tilde{\alpha}$ et $\tilde{\beta}$, conservant cette valeur de rapport, conduisent également à un code spatio-temporel au sens de l'invention. En pratique, coefficients $\tilde{\alpha}$ et $\tilde{\beta}$ sont quantifiés sous forme

25

numérique, ce qui conduit à un rapport légèrement différent du nombre d'or. On a pu montrer qu'un écart de ce rapport de $\pm 10\%$ autour du nombre d'or n'altérerait significativement les performances du code spatio-temporel. On entendra par la suite un rapport sensiblement égal au nombre d'or, un rapport tombant dans cette plage de variation.

Quelle que soit la forme du code envisagée (19), (26), (27), (28), ce dernier permet de transmettre quatre symboles d'information sur deux antennes pour deux utilisations du canal. Il est par conséquent à plein débit. On peut également montrer que le code est à diversité maximale pour $M \geq 3, \forall M' \geq 1$ et que, de surcroît, le gain de codage est optimal dans les cas suivants :

(a) $M'=1$ et $M \geq 3$, c'est-à-dire pour les modulations 3-PPM, 4-PPM etc.

(b) $M \geq 4, \forall M' \geq 1$.

La Fig. 4 illustre un exemple de système de transmission utilisant le codage spatio-temporel selon l'invention.

Le système 400 reçoit des symboles d'informations par bloc $\mathbf{S}=(\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \mathbf{a}_3, \mathbf{a}_4)$ où les $\mathbf{a}_i$ sont des symboles d'une constellation PPM-PAM. Alternativement, les symboles d'information peuvent provenir d'une autre constellation $M.M'$ -aire à condition de subir préalablement un transcodage (*mapping*) dans la constellation PPM-PAM. Bien entendu, les symboles d'information peuvent être issus d'une ou d'une pluralité d'opérations bien connues de l'homme du

métier telles que codage source, codage canal de type convolutionnel, par bloc ou bien encore turbocodage série ou parallèle, entrelacement, etc.

Le bloc de symboles d'information subit une
 5 opération de codage dans le codeur spatio-temporel 410. Plus précisément, le module 410 calcule les coefficients de la matrice $\mathbf{C}$ obéissant à l'une des expressions (14), (26), (27), (28) ou leurs variantes. Les deux vecteurs colonnes $\mathbf{c}_1^0, \mathbf{c}_2^0$ constitués des M premières
 10 lignes de $\mathbf{C}$ sont transmis respectivement aux modulateurs UWB 420 et 425 pour la première trame, puis les deux vecteurs colonnes $\mathbf{c}_1^1, \mathbf{c}_2^1$ constitués des M dernières lignes de $\mathbf{C}$, pour la seconde trame. L'indice supérieur indique ici la trame et l'indice inférieur
 15 l'élément radiatif 430 ou 435. Le modulateur UWB 420 génère à partir des vecteurs $\mathbf{c}_1^0, \mathbf{c}_1^1$ les signaux UWB impulsionnels modulés correspondants. De même, le modulateur UWB 425 génère à partir des vecteurs $\mathbf{c}_2^0, \mathbf{c}_2^1$ les signaux UWB impulsionnels modulés correspondants.
 20 Par exemple, si l'on utilise la matrice de codage spatio-temporel (19) comme indiqué sur la figure, le modulateur UWB 420 fournira successivement les signaux (21) et (23) alors que le modulateur UWB 425 fournira successivement les signaux (22) et (24). De manière
 25 générale, les signaux UWB impulsionnels servant de support à la modulation peuvent être du type TH-UWB, DS-UWB ou TH-DS-UWB. Les signaux UWB impulsionnels ainsi modulés sont transmis ensuite aux éléments radiatifs 430 et 435. Ces éléments radiatifs peuvent
 30 être des antennes UWB ou bien des diodes laser ou des

DELs, fonctionnant par exemple dans le domaine infrarouge, associées à des modulateurs électro-optiques. Le système de transmission proposé peut alors être utilisé dans le domaine des télécommunications optiques sans fil.

La Fig. 5 illustre un mode de réalisation avantageux du codeur spatio-temporel 410 de la Fig. 4. Le codeur utilise un module élémentaire 520 ou 525 à deux entrées et deux sorties, effectuant l'opération linéaire suivante:

$$\begin{aligned} X &= \tilde{\alpha}x + \tilde{\beta}y \\ Y &= -\tilde{\beta}x + \tilde{\alpha}y \end{aligned} \quad (29)$$

où toutes les valeurs sont scalaires ; x, y sont les valeurs d'entrée ; X, Y sont les valeurs de sortie.

Un exemple de module 520, 525 a été illustré schématiquement en Fig. 6. Les modules 520, 525 peuvent être constitués de multiplicateurs et d'additionneurs câblés comme indiqué ou bien être réalisés au moyen d'opérations microséquencées.

Le codeur spatio-temporel comprend un nombre $2M$ de tels modules élémentaires opérant en parallèle. Selon une variante de réalisation non représentée, le codeur spatio-temporel peut contenir simplement un sous-multiple de ces $2M$ modules, les données présentées en entrée et les données fournies en sortie étant alors respectivement multiplexées et démultiplexées dans le temps.

Les composantes des vecteurs $\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \mathbf{a}_3, \mathbf{a}_4$ sont stockées en entrée dans des buffers 510. Les modules

élémentaires 520 effectuent l'opération (29) sur les M composantes des vecteurs $\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2$ et les modules élémentaires 525 effectuent la même opération sur les composantes des vecteurs $\mathbf{a}_3, \mathbf{a}_4$.

5 Les vecteurs colonnes $\mathbf{c}_1^0, \mathbf{c}_2^0$ et $\mathbf{c}_1^1, \mathbf{c}_2^1$ relatifs respectivement à la première et à la seconde trame sont stockés dans les buffers de sortie 530.

La Fig. 5 illustre le cas où le codage spatio-temporel a la forme (19). Les valeurs X et Y en sortie
 10 des modules élémentaires 520 sont respectivement écrites dans les buffers 530 de $\mathbf{c}_1^0$ et $\mathbf{c}_2^1$. Les valeurs X et Y en sortie des modules élémentaires 525 sont respectivement écrites dans les buffers 530 de $\mathbf{c}_2^0$ et $\mathbf{c}_1^1$. Bien entendu, l'utilisation d'un codage temporel du
 15 type (26), (27) ou (28) conduirait à une écriture dans des buffers permutés. Dans le cas illustré en Fig. 5, l'écriture des valeurs X, Y dans les buffers de sortie de $\mathbf{c}_1^0, \mathbf{c}_2^0$ et $\mathbf{c}_2^1$ se fait dans le même ordre que celui des composantes des vecteurs $\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \mathbf{a}_3, \mathbf{a}_4$. En revanche,
 20 l'écriture dans le buffer 530 de $\mathbf{c}_1^1$ se fait selon des adresses permutées par la permutation circulaire σ . Selon une variante de réalisation non représentée, l'écriture dans le buffer de $\mathbf{c}_1^1$ se fait également dans le même ordre que celui des composantes des vecteurs
 25 $\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \mathbf{a}_3, \mathbf{a}_4$ mais la lecture se fait selon des adresses permutées par σ^{-1} . Dans les deux cas, des moyens d'adressage sont prévus pour permuter les adresses d'écriture ou de lecture en entrée ou en sortie du buffer 530.

Si des inversions de signe sont présentes dans matrice $\mathbf{\Omega}$ elles peuvent être prises en compte en changeant le signe de $\tilde{\alpha}$ et/ou $\tilde{\beta}$ au sein des modules 525 relatifs à la ou aux composantes concernées.

5 Les signaux UWB transmis par le système illustré en Fig. 4 peuvent être traités par un récepteur multi-antenne de manière classique. Le récepteur pourra par exemple comprendre un étage de corrélation de type Rake suivi d'un étage de décision, utilisant par exemple un
10 décodeur par sphère connu de l'homme du métier.

REVENDEICATIONS

1. Procédé de codage spatio-temporel pour système de transmission UWB comprenant deux éléments radiatifs, ledit procédé codant un bloc de symboles d'information $(S=(a_1, a_2, a_3, a_4))$ appartenant à une constellation de modulation PPM ou de modulation composite PPM-PAM, présentant un nombre de positions temporelles supérieur ou égal à 3, en une séquence de vecteurs $(c_1^0, c_2^0, c_1^1, c_2^1)$, les composantes d'un vecteur étant destinées à moduler un signal UWB impulsionnel pour un élément radiatif dudit système et pour un intervalle de transmission donné (T_f) , caractérisé en ce qu'un premier et un second desdits vecteurs sont obtenus au moyen d'une première combinaison linéaire d'une première et d'une seconde paires desdits symboles et qu'un troisième et un quatrième desdits vecteurs sont obtenus au moyen d'une seconde combinaison linéaire desdites première et seconde paires desdits symboles, la première et la seconde combinaisons linéaires utilisant des coefficients scalaires $(\tilde{\alpha}, \tilde{\beta}, -\tilde{\beta}, \tilde{\alpha})$ dont les rapports respectifs sont sensiblement égaux au nombre d'or et à son opposé, un desdits vecteurs subissant en outre une permutation circulaire de ses composantes avant de moduler ledit signal UWB impulsionnel.

2. Procédé de codage spatio-temporel selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit vecteur ayant subi ladite permutation circulaire est soumis à

une inversion d'une ou d'une pluralité de ses composantes avant de moduler ledit signal UWB impulsionnel.

5 **3.** Procédé de codage spatio-temporel selon la revendication 1, caractérisé en ce que lesdits vecteurs sont définis par les composantes blocs $M \times 1$ de la matrice de dimension $2M \times 2$:

$$10 \quad \mathbf{C} = \begin{pmatrix} \tilde{\alpha}\mathbf{a}_1 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_2 & \tilde{\alpha}\mathbf{a}_3 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_4 \\ \mathbf{\Omega}(-\tilde{\beta}\mathbf{a}_3 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_4) & -\tilde{\beta}\mathbf{a}_1 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_2 \end{pmatrix}$$

ou bien par les composantes blocs $M \times 1$ de la matrice de dimension $2M \times 2$:

$$15 \quad \mathbf{C} = \begin{pmatrix} -\tilde{\beta}\mathbf{a}_1 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_2 & \tilde{\alpha}\mathbf{a}_3 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_4 \\ \mathbf{\Omega}(-\tilde{\beta}\mathbf{a}_3 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_4) & \tilde{\alpha}\mathbf{a}_1 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_2 \end{pmatrix}$$

ou bien par les composantes blocs $M \times 1$ de la matrice de dimension $2M \times 2$:

$$20 \quad \mathbf{C} = \begin{pmatrix} \tilde{\alpha}\mathbf{a}_1 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_2 & \mathbf{\Omega}(-\tilde{\beta}\mathbf{a}_3 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_4) \\ \tilde{\alpha}\mathbf{a}_3 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_4 & -\tilde{\beta}\mathbf{a}_1 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_2 \end{pmatrix}$$

ou encore par les composantes blocs $M \times 1$ de la matrice de dimension $2M \times 2$:

$$25 \quad \mathbf{C} = \begin{pmatrix} -\tilde{\beta}\mathbf{a}_1 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_2 & \mathbf{\Omega}(-\tilde{\beta}\mathbf{a}_3 + \tilde{\alpha}\mathbf{a}_4) \\ \tilde{\alpha}\mathbf{a}_3 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_4 & \tilde{\alpha}\mathbf{a}_1 + \tilde{\beta}\mathbf{a}_2 \end{pmatrix}$$

dans lesquels $\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \mathbf{a}_3, \mathbf{a}_4$ sont lesdits symboles d'information, $\tilde{\alpha}, \tilde{\beta}$ sont les coefficients scalaires de ladite première combinaison linéaire, $-\tilde{\beta}, \tilde{\alpha}$ sont les coefficients scalaires de ladite seconde combinaison linéaire, M est l'ordre de la modulation PPM et Ω est une matrice $M \times M$ de permutation circulaire, ayant subi ou non une inversion de signe de l'un ou d'une pluralité de ses coefficients (χ_i).

4. Procédé de transmission d'une pluralité de symboles d'information appartenant à une constellation de modulation PPM ou de modulation composite PPM-PAM présentant un nombre de positions temporelles supérieur ou égal à 3, caractérisé en ce que lesdits symboles d'information sont codés au moyen du codage spatio-temporel selon l'une des revendications précédentes pour fournir lesdits premier, second, troisième et quatrième vecteurs, les composantes de chacun de ces quatre vecteurs modulant la position ou bien la position et l'amplitude des impulsions composant un signal UWB impulsif pour obtenir quatre signaux UWB impulsifs modulés, ces quatre signaux étant respectivement transmis par un premier et un second éléments radiatifs pendant un premier et un second intervalles de transmission.

5. Procédé de transmission selon la revendication 4, caractérisé en ce que les éléments radiatifs sont des antennes UWB.

6. Procédé de transmission selon la revendication 4, caractérisé en ce que les éléments radiatifs sont des diodes laser ou des diodes électroluminescentes.

5

7. Procédé selon l'un des revendication 4 à 6 caractérisé en ce que ledit signal impulsionnel est un signal TH-UWB.

10

8. Procédé selon l'un des revendications 4 à 6 caractérisé en ce que ledit signal impulsionnel est un signal DS-UWB.

9. Procédé selon l'une des revendications 4 à 6 caractérisé en ce que ledit signal impulsionnel est un signal TH-DS-UWB.

10. Dispositif de codage spatio-temporel pour mettre en œuvre le procédé selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisé en ce qu'il comprend :

- des éléments de mémoire d'entrée (510) pour mémoriser quatre symboles d'information, chaque symbole d'information étant constitué de M composantes avec $M \geq 3$, chaque composante pouvant prendre M' valeurs où $M' \geq 1$;

- une première pluralité de premiers modules (520) recevant chacun une composante d'un premier symbole d'information et une composante de même rang d'un second symbole d'information, chaque module effectuant lesdites première et seconde combinaisons

30

linéaires desdites composantes pour fournir une première et une seconde valeurs de sortie ;

- une seconde pluralité de seconds modules (525) recevant chacun une composante d'un troisième symbole d'information et une composante de même rang d'un quatrième symbole d'information, chaque module effectuant lesdites première et seconde combinaisons linéaires desdites composantes pour fournir une première et une seconde valeurs de sortie ;

10 - des éléments de mémoire de sortie (530) pour stocker respectivement les premières valeurs et secondes valeurs de sortie des premiers et seconds modules ;

15 - des moyens pour permuter les adresses d'écriture ou de lecture d'un des éléments de sortie selon une permutation circulaire d'ordre M .

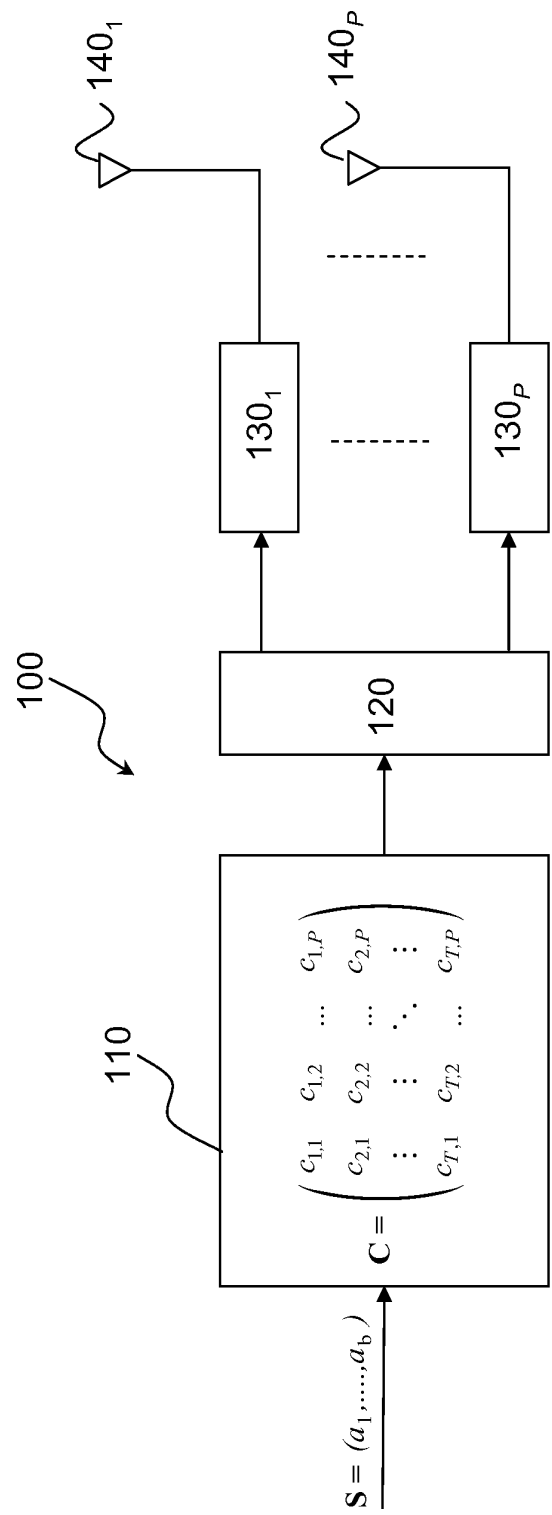
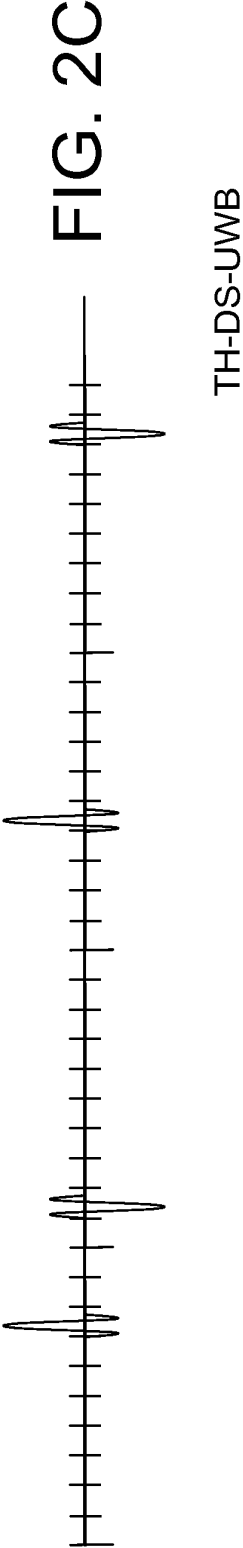
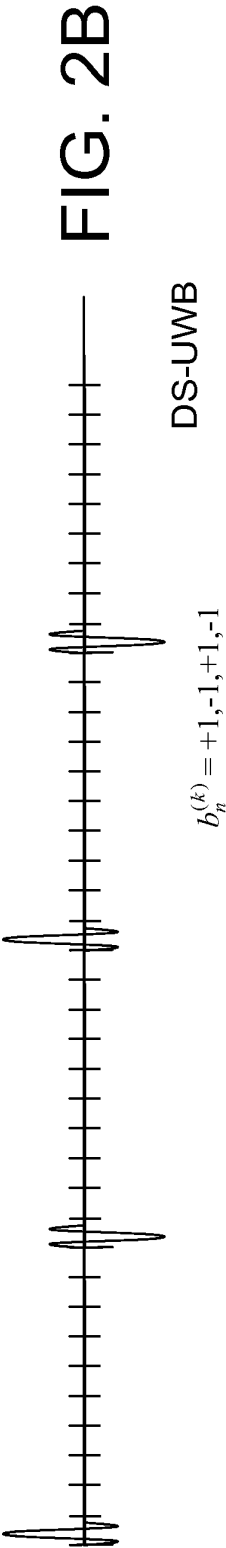
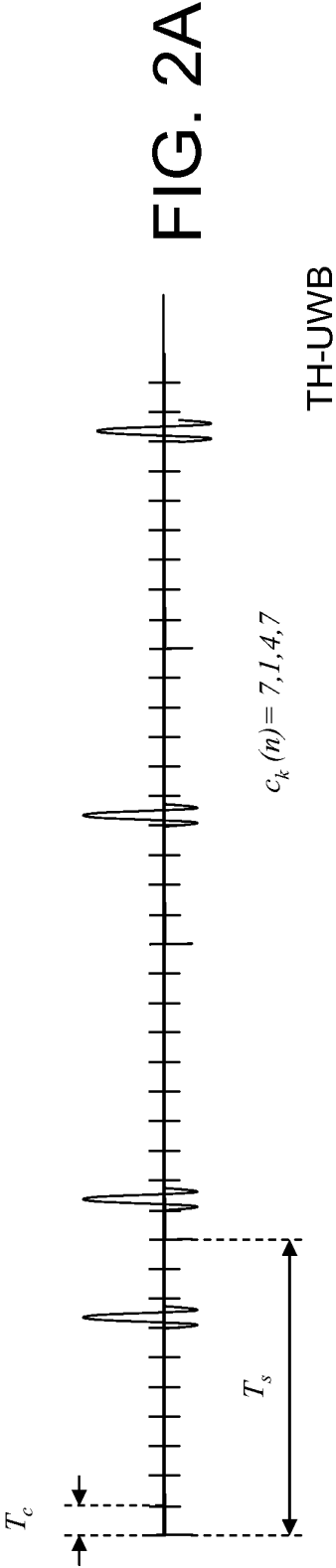


FIG. 1



3 / 5

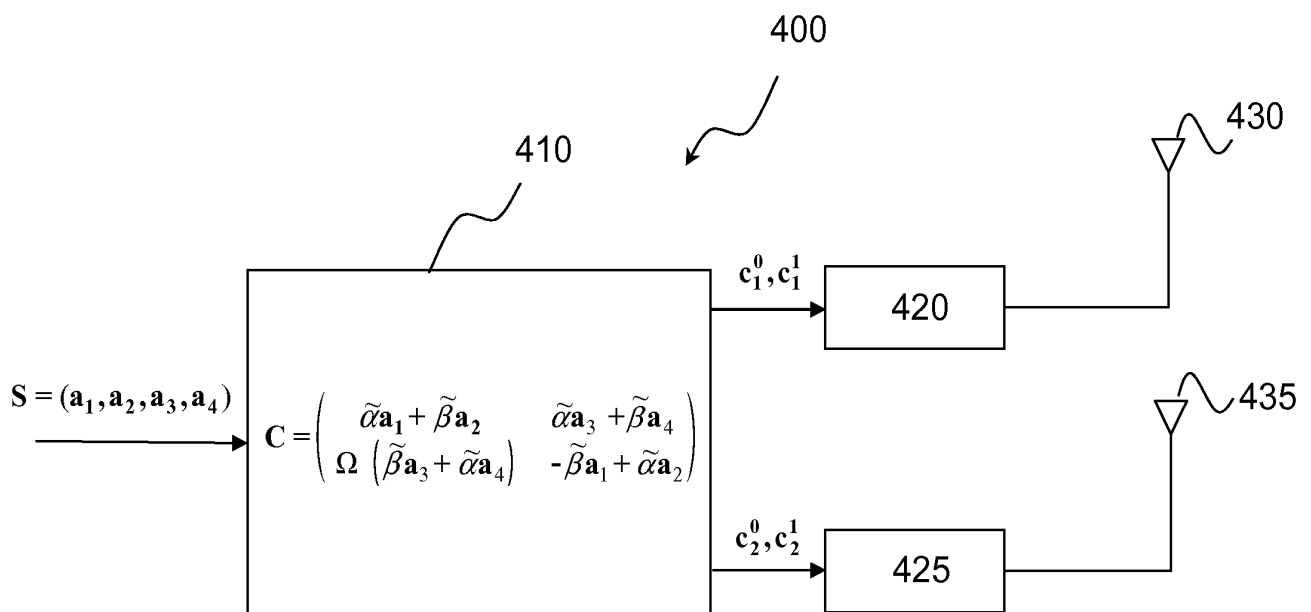
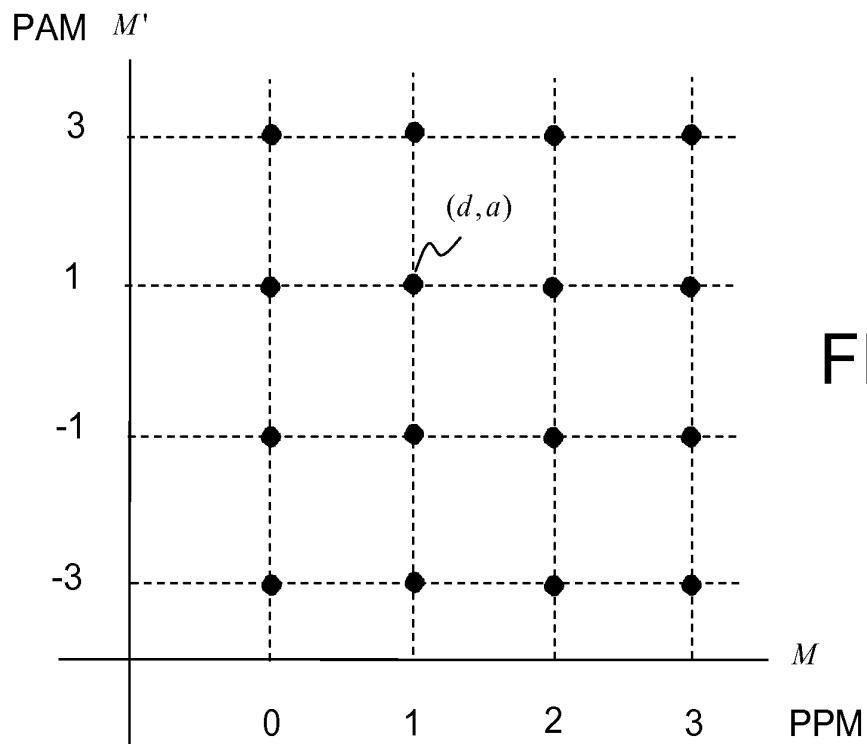


FIG. 4

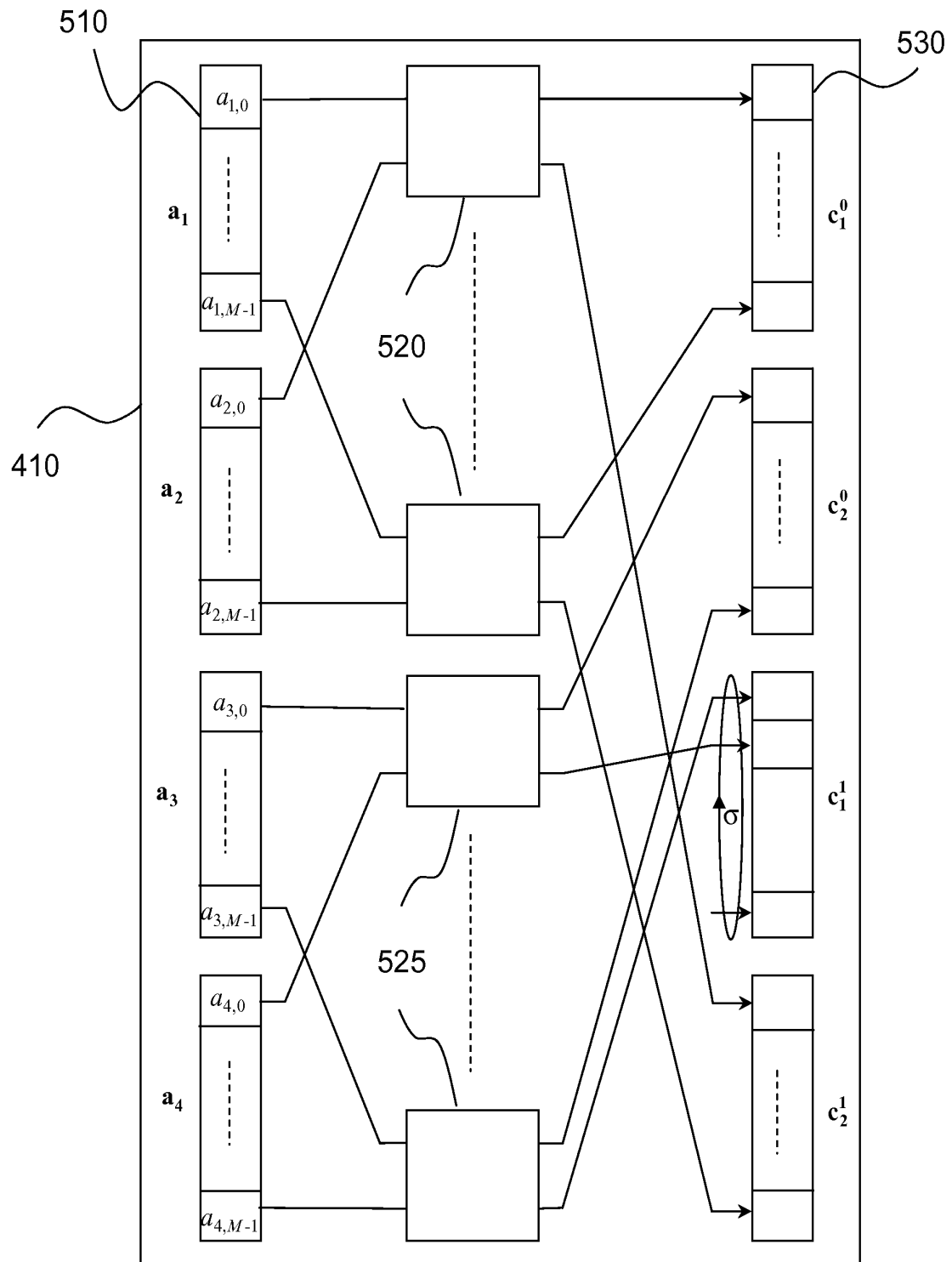


FIG. 5

5 / 5

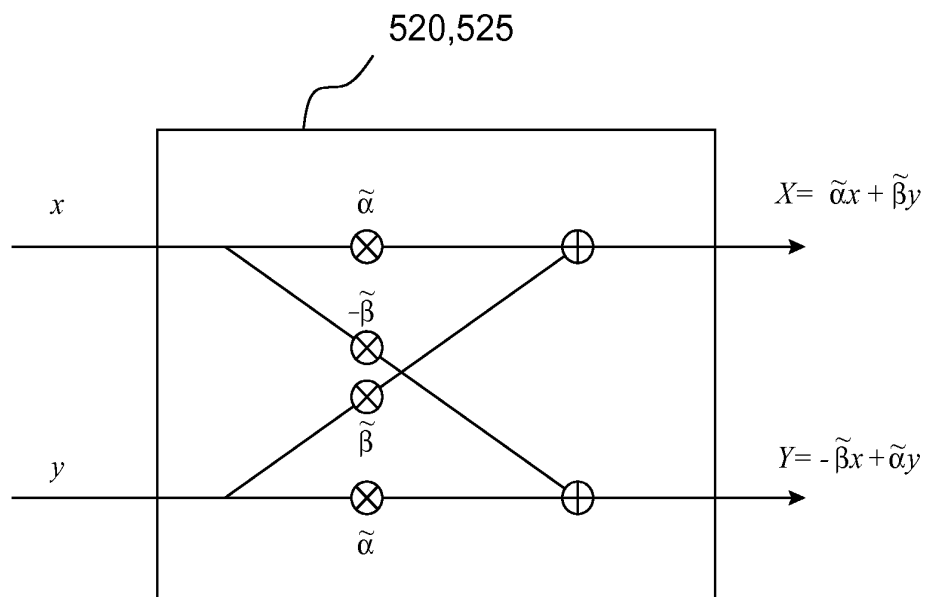


FIG. 6



RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE

établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement
national

FA 677994
FR 0650976

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
A,D	CHADI ABOU-RJEILY, NORBERT DANIELE, JEAN-CLAUDE BELFIORE: "Space-Time Coding for Multiuser Ultra-Wideband Communications" [Online] 13 septembre 2005 (2005-09-13), XP002407955 Extrait de l'Internet: URL: http://www.comelec.enst.fr/~belfiore/WB_MIMO.pdf [extrait le 2006-11-16] * le document en entier * -----	1-10	
A,D	JEAN-CLAUDE BELFIORE: "The Golden Code: a 2*2 Full-Rate Space-Time Code with Nonvanishing Determinants" IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, [Online] vol. 51, avril 2005 (2005-04), XP002407956 Extrait de l'Internet: URL: http://ieeexplore.ieee.org/iel5/18/30593/01412035.pdf?tp=&arnumber=1412035&isnumber=30593 [extrait le 2006-11-17] * le document en entier * -----	1-10	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC)
			H04B H04L
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
17 novembre 2006		Bauer, Frédéric	
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant			