

19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
PARIS

11) N° de publication :  
(à n'utiliser que pour les  
commandes de reproduction)

2 859 333

21) N° d'enregistrement national : 03 10360

51) Int Cl<sup>7</sup> : H 04 L 1/06

12)

## DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22) Date de dépôt : 01.09.03.

30) Priorité :

43) Date de mise à la disposition du public de la demande : 04.03.05 Bulletin 05/09.

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) : FRANCE TELECOM Société anonyme — FR.

72) Inventeur(s) : HELARD MARYLINE, BOUVET PIERRE JEAN, LE NIR VINCENT et LE GOUABLE RODOLPHE.

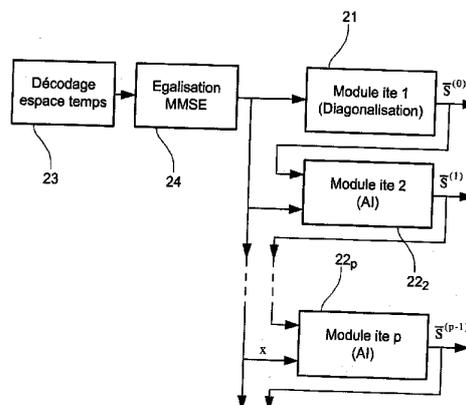
73) Titulaire(s) :

74) Mandataire(s) : CABINET PATRICE VIDON.

54) PROCÉDE DE DECODAGE D'UN SIGNAL CODE A L'AIDE D'UNE MATRICE DE CODAGE ESPACE-TEMPS, RECEPTEUR ET PROCÉDE DE CODAGE ET DE DECODAGE CORRESPONDANTS.

57) L'invention concerne un procédé de décodage d'un signal reçu comprenant des symboles distribués dans l'espace et le temps à l'aide d'une matrice de codage espace-temps, mettant en oeuvre une étape de décodage espace-temps et au moins deux itérations comprenant chacune les sous-étapes suivantes :

- prédécodage de diversité, inverse d'un prédécodage de diversité mis en oeuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données précodées;
- estimation des symboles formant ledit signal, à partir desdites données précodées, délivrant des symboles estimés;
- précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en oeuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits symboles estimés, pour fournir un signal estimé.



FR 2 859 333 - A1



**Procédé de décodage d'un signal codé à l'aide d'une matrice de codage espace-temps, récepteur et procédé de codage et de décodage correspondants.**

Le domaine de l'invention est celui des communications numériques sans fil. Plus précisément, l'invention concerne la réception, et notamment le décodage de signaux reçus dans un récepteur par l'intermédiaire d'un ou plusieurs canaux de transmission.

Plus précisément encore, l'invention concerne le décodage itératif de données codées à l'aide d'une matrice de codage espace-temps non orthogonale.

L'invention s'applique ainsi notamment, mais non exclusivement, aux systèmes de transmission mettant en œuvre une pluralité d'antennes (au moins deux) à l'émission et/ou à la réception. Ainsi, l'invention est bien adaptée aux récepteurs pour codes espace-temps non-orthogonaux à  $N_t$  antennes d'émission et  $N_r$  antennes de réception (systèmes « MIMO » : en anglais « Multiple Inputs Multiple Outputs », ou en français : « Entrées Multiples Sorties Multiples » et « MISO » : en anglais « Multiple Inputs Single Output », ou en français : « Entrées Multiples Sortie Unique »).

Un exemple d'application de l'invention est le domaine des radiocommunications, notamment pour les systèmes de troisième, quatrième générations et suivantes.

Pour de tels systèmes au delà de deux antennes d'émission, les codes espaces-temps à rendement unitaire sont non orthogonaux. C'est par exemple le cas des codes de Tirkkonen [6] et de Jafarkhani [7] (les références cités dans la présente demande de brevet sont regroupées en annexe 1).

La non-orthogonalité inéluctable de ces codes conduit généralement à des récepteurs complexes à mettre en œuvre, devant utiliser un décodage à maximum de vraisemblance (« Maximum Likelihood » en anglais), également dit sphérique. La complexité de mise en œuvre de ces algorithmes augmente de façon exponentielle en fonction du nombre d'antennes et du nombre d'états de la modulation. On considère qu'un algorithme dépassant les 256 états n'est pas

implémentable en « hard », dans un circuit intégré par exemple (cette borne est atteinte rapidement, par exemple avec une modulation à 4 états et 4 antennes d'émissions).

Les techniques de décodage de codes espace-temps non-orthogonaux ont donc pour inconvénient majeur, dans les systèmes de réception, lorsque des codes espace-temps à rendement unitaire sont utilisés, une complexité de mise en œuvre. Les techniques non-itératives antérieures sont basées sur le critère de Maximum de vraisemblance (ML).

Elles sont d'une réalisation très complexe voire impossible au vu de l'avancée technologique actuelle, dès que le nombre d'antennes ou le nombre d'états de la modulation croit (ex QPSK, avec  $N_t=N_r=4$ ), puisque la complexité de mise en œuvre croit exponentiellement avec le nombre d'états du treillis à traiter.

Depuis peu, des procédés itératifs associant des codes espace-temps ont été publiés :

- 15 – Dans [1], Tujkovic présente des "turbo"codes espace-temps en treillis récursifs : il s'agit d'une concaténation de turbo-codes avec des codes espace-temps. La réception s'effectue de façon itérative (tout comme les turbo-codes) en utilisant des décodeurs MAP (Maximum A Posteriori) ;
- 20 – Dans [2], S. Jayaweera étudie la concaténation d'un code convolutif avec un code espace-temps unitaire. Le décodage se fait itérativement par le biais d'algorithmes MAP ;
- Enfin dans [3], A. Guillen et G. Caire analysent les performances de codes espaces-temps particuliers (« Natural space-time codes et threaded space-time codes » en anglais). Ils utilisent un annuleur d'interférence itératif pour séparer les contributions apportées par les  
25 différentes antennes d'émission ;
- Dans [4], Bauch utilise un système itératif qui vise à supprimer l'interférence inter-symboles introduite par les différents canaux. Les  
30 éléments utilisés à chaque itération font intervenir des décodeurs de

type MAP (Maximum a posteriori).

Ces techniques itératives antérieures s'appliquent à certaines classes de codes espace-temps et utilisent pour la plupart des égaliseurs (ou détecteurs) non linéaires également complexe à mettre en œuvre. L'amélioration des performances peut se faire en concaténant un code convolutif de canal (ou même un turbo-code) avec le code espace-temps.

L'article [5] de A. Boariu et M. Ionescu présente une classe de codes espaces-temps en bloc quasi-orthogonaux à interférence minimale. Ces codes peuvent se décoder suivant une méthode itérative d'annulation d'interférences.

La technique présentée se limite à 4 antennes, à la modulation QPSK (4 états) et à un rendement égal à 1. Elle ne peut pas être mise en œuvre de façon efficace et performante avec de nombreuses approches, par exemple dans un système de type CDMA. De plus le filtre adapté MRC (Maximum Ratio Combining) s'avère peu performant avec d'autres types de codes que celui proposé.

Par ailleurs, l'approche de Boariu suppose que la matrice utilisée soit de même taille que le code espace-temps.

L'invention a pour objectif de pallier ces différents inconvénients de l'état de l'art.

Plus précisément, un objectif de l'invention est de fournir une technique de décodage de codes espace-temps qui soit plus efficace que les techniques connues, tout en présentant une complexité réduite.

Ainsi, un objectif de l'invention est de fournir une telle technique, mettant en œuvre une matrice de codage espace-temps non orthogonale, mais ne reposant pas sur un critère de maximum de vraisemblance.

En d'autres termes, l'invention a pour objectif de fournir une telle technique, qui puisse être mise en œuvre de façon pratique et réaliste, dans des récepteurs à coût acceptable, dans un système mettant en œuvre un nombre élevé d'antennes (4, 8 ou plus) et/ou une modulation à un grand nombre d'états.

Un autre objectif de l'invention est de fournir une telle technique, plus

efficace notamment que celle proposée par Boariu, et qui ne soit pas limitée à une classe de codes particulière, mais au contraire applicable à tous les codes espace-temps en blocs, quel que soit leur rendement. De même, un objectif de l'invention est de permettre l'utilisation de matrices de taille supérieure à la taille du codage espace-temps.

5

Ces objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront plus clairement par la suite, sont atteints à l'aide d'un procédé de décodage d'un signal reçu comprenant des symboles distribués dans l'espace et le temps à l'aide d'une matrice de codage espace-temps, et mettant en œuvre une étape de décodage espace-temps et au moins deux itérations comprenant chacune les sous-étapes suivantes :

10

- prédécodage de diversité, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
- estimation des symboles formant ledit signal, à partir desdites données prédécodées, délivrant des symboles estimés ;
- précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits symboles estimés, pour fournir un signal estimé.

15

L'approche de l'invention tire ainsi parti d'un précodage de diversité pour optimiser la qualité du décodage. Pour cela, lors de chacune des itérations, on effectue un prédécodage correspondant, on estime les symboles, puis on refait un précodage sur ces symboles estimés.

20

Ledit précodage peut notamment être obtenu par l'une des méthodes suivantes :

- étalement de spectre ;
- précodage linéaire.

25

Ainsi, l'invention s'applique à tous les systèmes mettant en œuvre une technique CDMA, MC-CDMA ou similaire, ou encore un prédécodage linéaire tel que décrit dans [10].

De façon avantageuse, le procédé de décodage comprend les étapes suivantes :

30

- décodage espace-temps, inverse du codage espace-temps mis en œuvre à

- l'émission, délivrant un signal décodé ;
- égalisation dudit signal décodé, délivrant un signal égalisé ;
  
  - diagonalisation, correspondant à une première itération, mettant en œuvre  
5 les sous-étapes suivantes :
    - multiplication dudit signal égalisé par une matrice diagonale obtenue  
par diagonalisation d'une matrice globale de codage/canal/décodage  
tenant compte au moins de ladite matrice de codage, d'une matrice de  
10 décodage, correspondant à la matrice transposée conjuguée de ladite  
matrice de codage, et d'une matrice d'interférence représentative d'au  
moins un canal de transmission ;
    - prédécodage de diversité, inverse d'un précodage de diversité mis en  
œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
    - estimation des symboles formant ledit signal, à partir desdites données  
15 prédécodées, délivrant des symboles estimés ;
    - précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en  
œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits symboles estimés, pour  
fournir un signal estimé ;
  - au moins une itération d'une étape d'annulation d'interférence, mettant en  
20 œuvre les sous-étapes suivantes :
    - soustraction audit signal égalisé dudit signal estimé multiplié par ladite  
matrice d'interférence, délivrant un signal optimisé ;
    - prédécodage de diversité dudit signal optimisé, inverse d'un précodage  
de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des  
25 données prédécodées ;
    - estimation des symboles formant ledit signal optimisé, à partir des  
données prédécodées, délivrant de nouveaux symboles estimés ;
    - précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en  
œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits nouveaux symboles  
30 estimés pour fournir un nouveau signal estimé.

On obtient ainsi une efficacité supérieure aux techniques connues, avec une approche applicable à tous les codes espace-temps en blocs.

Selon une caractéristique avantageuse, lesdits symboles codés sont émis à l'aide d'au moins deux antennes. Le récepteur tient alors compte des différents canaux de transmission correspondants.

L'invention peut également s'appliquer à un système à une seule antenne d'émission. Le nombre d'antennes de réception peut également être variable.

Préférentiellement, ladite étape d'égalisation met en œuvre une égalisation de type MMSE (en anglais : « Minimum Mean Squared Error »), EGC (« Equal Gain Combining ») ou ZF (« Zero Forcing »). Ces trois techniques sont bien connues, dans d'autres applications.

On notera que la mise en œuvre d'une égalisation, et non d'un filtrage adaptatif comme proposé par Boariu, permet d'obtenir une meilleure efficacité.

Selon un mode de réalisation avantageux, lesdites étapes d'estimation de symboles mettent en œuvre une décision souple, associant une information de confiance à une décision, et en ce que la ou lesdites étapes de soustraction tiennent compte desdites informations de confiance.

Bien sûr, on peut également mettre en œuvre une décision dure.

De façon avantageuse, ledit signal reçu est un signal multiporteuse, le récepteur comprenant des moyens de traitement correspondants.

Selon un premier mode de réalisation particulier, ledit signal émis étant transmis à l'aide de quatre antennes, ladite matrice globale vaut :

$$G = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

avec :

$$A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2$$

$$J = 2\text{Re}\{h_1 h_4^* - h_2 h_3^*\}, \text{ représentant l'interférence, et}$$

$$\gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \frac{1}{SNR}}$$

où : 
$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ -h_2^* & h_1^* & -h_4^* & h_3^* \\ -h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{bmatrix}$$
 est une matrice regroupant le codage et

l'interférence,

et SNR représente le rapport signal à bruit.

Selon un autre mode de réalisation particulier, ledit signal reçu étant

5 transmis à l'aide de huit antennes, ladite matrice globale vaut :

$$G = \gamma \cdot H^H \cdot H = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & -J & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & -J \\ J & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

avec  $A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2$  et

$$J = 2\text{Im}\{h_1 h_5^* + h_2 h_6^* + h_3 h_7^* + h_4 h_8^*\}$$

10

et 
$$\gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2 + \frac{1}{\text{SNR}}}$$

où : 
$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_5 & h_6 & h_7 \\ 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_6^* & h_5^* & 0 \\ 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 \\ -h_3^* & 0 & h_1^* & h_7^* & 0 & -h_5^* \\ -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & 0 & -h_7^* & h_6^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & -h_1 & -h_2 & -h_3 \\ 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 \\ h_6^* & -h_5^* & 0 & h_2^* & -h_1^* & 0 \\ 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 & 0 \\ -h_7^* & 0 & h_5^* & -h_3^* & 0 & h_1^* \\ -h_8 & 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 \\ 0 & -h_7 & h_6 & 0 & -h_3 & h_2 \end{bmatrix}$$

est une matrice regroupant le codage et l'interférence

et SNR représente le rapport signal à bruit.

L'invention concerne également un procédé de codage et de décodage, selon lequel le codage met en œuvre une matrice de codage espace-temps telle que :

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_5 & h_6 & h_7 \\ 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_6^* & h_5^* & 0 \\ 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 \\ -h_3^* & 0 & h_1^* & h_7^* & 0 & -h_5^* \\ -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & 0 & -h_7^* & h_6^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & -h_1 & -h_2 & -h_3 \\ 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 \\ h_6^* & -h_5^* & 0 & h_2^* & -h_1^* & 0 \\ 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 & 0 \\ -h_7^* & 0 & h_5^* & -h_3^* & 0 & h_1^* \\ -h_8 & 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 \\ 0 & -h_7^* & h_6^* & 0 & -h_3^* & h_2^* \end{bmatrix}$$

et le décodage est un décodage tel que décrit ci-dessus.

L'invention concerne encore les récepteurs mettant en œuvre des moyens de décodage réalisant le procédé décrit précédemment.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description suivante d'un mode de réalisation préférentiel de l'invention, donné à titre de simple exemple illustratif et non limitatif, et des dessins annexés parmi lesquels :

- la figure 1 présente le principe du codage et du décodage de Jafarkhani, connu en soi ;
- la figure 2 illustre la structure générale itérative du décodage ;
- la figure 3 présente la première itération du schéma de la figure 2 ;
- la figure 4 présente la structure des itérations suivantes du schéma de la figure 2 ;
- la figure 5 illustre les performances de l'approche itérative,

- comparées à celles du décodage de la figure 1 ;
- les figures 6 et 7 illustrent les performances de l'approche itérative, avec deux autres codes et 8 antennes d'émission ;
  - la figure 8 est un schéma général de l'approche de l'invention, mettant en œuvre un précodage de diversité linéaire ;
  - la figure 9 illustre la première itération de la figure 8 ;
  - la figure 10 illustre les itérations suivantes de la figure 8 ;
  - la figure 11 présente les performances du procédé de la figure 8, comparé à des décodages connus ;
  - la figure 12 illustre un autre mode de réalisation de l'invention, mettant en œuvre un précodage par étalement de spectre ;
  - les figures 13 et 14 présentent respectivement la première itération et les suivantes du schéma de la figure 12 ;
  - la figure 15 présente les performances du procédé de la figure 12, comparé à des décodages connus.

L'invention propose donc une nouvelle approche, plus efficace et simple à mettre en œuvre, du décodage des codes espace-temps. Pour cela, elle propose notamment de mettre en œuvre, au codage, un précodage de diversité (par étalement de spectre ou précodage linéaire), et un traitement itératif à la réception. Selon l'invention, on effectue à chaque itération un décodage puis un recodage correspondant à ce précodage. Cela permet d'obtenir une estimation de plus en plus précise des symboles émis, et de supprimer du signal reçu de façon de plus en plus efficace, les interférences dues à la transmission.

La première itération est particulière : elle comprend une diagonalisation (la matrice globale n'étant pas, à l'origine diagonale). Elle est précédée d'une égalisation du signal reçu.

Les itérations suivantes sont toutes identiques : on affine l'estimation en soustrayant au fur et à mesure les effets des interférences.

Pour faciliter la compréhension de l'invention, on présente tout d'abord rapidement l'approche connue de Jafarkhani (§ 1), puis l'approche itérative, sans

utilisation d'un précodage pour un code à 4 antennes (§ 2), puis deux codes à 8 antennes, respectivement un code connu (§ 3) et un nouveau code (§ 4). Ensuite, on présente deux exemples de décodage de l'invention, utilisant respectivement un précodage linéaire (§ 5) et un précodage par étalement de spectre (§ 6).

## 5 **1. Approche de Jafarkhani**

### 1.1 Introduction

Ce code espace-temps à quatre antennes d'émissions et une antenne de réception et à rendement unitaire a été introduit par H. Jafarkhani dans 7.

10 Pour une modulation numérique à  $M$  états de phase, la figure 1 décrit le schéma de communication comprenant 4 antennes d'émission, E1, E2, E3 et E4 et une antenne de réception R1. Les 4 canaux de propagation, c'est-à-dire E1-R1, E2-R1, E3-R1 et E4-R1, sont considérés sans interférence entre symbole (« fading » plat) et constants pendant quatre intervalles d'émission consécutifs, IT1, IT2, IT3 et IT4.

15 On nomme  $h_1$ ,  $h_2$ ,  $h_3$  et  $h_4$  leurs coefficients respectifs complexes d'évanouissement. On suppose, que les  $h_i$  suivent une loi de Rayleigh indépendante pour chacun d'eux.

20 On appelle  $s_1$ ,  $s_2$ ,  $s_3$  et  $s_4$  les symboles complexes émis respectivement pendant l'intervalle de temps IT1, IT2, IT3 et IT4. Les symboles reçus pendant ces mêmes intervalles de temps sont nommés  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_3$  et  $r_4$ . Le bruit thermique introduit par l'antenne de réception est représenté par les échantillons  $n_1$ ,  $n_2$ ,  $n_3$  et  $n_4$ .

### 1.2 Emission

25 Le codage de Jafarkhani consiste à émettre, pendant les 4 intervalles de temps IT1, IT2, IT3 et IT4, sur les différentes antennes d'émissions, les symboles présentés dans le tableau suivant :

	IT1	IT2	IT3	IT4
Antenne E1	$s_1$	$-s_2^*$	$-s_3^*$	$s_4$
Antenne E2	$s_2$	$s_1^*$	$-s_4^*$	$-s_3$

Antenne E3	$s_3$	$-s_4^*$	$s_1^*$	$-s_2$
Antenne E4	$s_4$	$s_3^*$	$s_2^*$	$s_1$

(.)\* représente l'opérateur de conjugaison complexe.

### 1.3 Réception

En réception conformément à la figure 1, on obtient sur l'antenne R1 les signaux suivant :

$$\text{pendant IT1 : } r_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + h_3 s_3 + h_4 s_4 + n_1$$

$$\text{pendant IT2 : } r_2 = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* - h_3 s_4^* + h_4 s_3^* + n_2$$

$$\text{pendant IT3 : } r_3 = -h_1 s_3^* - h_2 s_4^* + h_3 s_1^* + h_4 s_2^* + n_3$$

$$\text{pendant IT4 : } r_4 = h_1 s_4 - h_2 s_3 - h_3 s_2 + h_4 s_1 + n_4$$

Une représentation matricielle équivalente s'écrit :

$$\tilde{r} = Hs + n$$

avec

$$\tilde{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ -r_2^* \\ -r_3^* \\ r_4 \end{bmatrix}, H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ -h_2^* & h_1^* & -h_4^* & h_3^* \\ -h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{bmatrix}, s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} \text{ et } n = \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}$$

15

Le rendement global du codage est égal à 1.

On suppose, lors de la réception, la connaissance exacte des états des canaux  $h_1, h_2, h_3$  et  $h_4$ . Le décodage s'effectue alors de la façon suivante :

$$\text{pendant IT1 : } x_1 = h_1^* r_1 + h_2 r_2^* + h_3 r_3^* + h_4^* r_4$$

$$\text{pendant IT2 : } x_2 = h_2^* r_1 - h_1 r_2^* + h_4 r_3^* - h_3^* r_4$$

$$\text{pendant IT3 : } x_3 = h_3^* r_1 + h_4 r_2^* - h_1 r_3^* - h_2^* r_4$$

$$\text{pendant IT4 : } x_4 = h_4^* r_1 - h_3 r_2^* - h_2 r_3^* + h_1^* r_4$$

Selon la représentation matricielle, le décodage s'effectue par l'application de la matrice  $H^H$ , où l'opérateur  $H$  signifie transposée conjuguée.

25

$$x = H^H \tilde{r} = H^H Hs + n'$$

$$\text{avec } n' = \begin{bmatrix} h_1^* n_1 + h_2 n_2^* + h_3 n_3^* + h_4^* n_4 \\ h_2^* n_1 - h_1 n_2^* + h_4 n_3^* - h_3^* n_4 \\ h_3^* n_1 + h_4 n_2^* - h_1 n_3^* - h_2^* n_4 \\ h_4^* n_1 - h_3 n_2^* - h_2 n_3^* + h_1^* n_4 \end{bmatrix} \text{ et } x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

En effectuant le produit matriciel on obtient :

$$5 \quad x = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix} s + n'$$

$$\text{avec } A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 \text{ et } J = 2\text{Re}\{h_1 h_4^* - h_2 h_3^*\}$$

$$\text{On pose } G = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix} \text{ que l'on appelle la matrice globale de}$$

10 codage/canal/décodage.

Les termes de la diagonale, A, suivent une loi de  $\chi_2^8$ . La diversité est donc maximale. Cependant les termes interférents J rendent sous-optimales les performances d'une détection linéaire directe. L'auteur propose donc une détection suivant le maximum de vraisemblance (ML : « Maximum Likelihood » en anglais). Cette détection est lourde et complexe à mettre en oeuvre.

15

Le codage de Jafarkhani présenté précédemment permet donc d'exploiter la diversité fournie par les 4 antennes d'émission. Cependant, à la différence du codage d'Alamouti à deux antennes 8, il subsiste, dans la matrice globale, des termes interférents J. Ces termes rendent le codage sous-optimal et nécessitent, en réception, l'utilisation d'un algorithme de détection ML complexe à mettre en oeuvre.

20

## 2. Approche itérative : exemple à 4 antennes

Un des aspects de la présente invention est d'annuler de façon itérative ces

termes interférents grâce à la connaissance a priori du signal émis. Pour ce faire, deux modules sont utilisés, comme illustré en figure 2 :

- A l'initialisation (itération 1), le premier module 21 (dit de diagonalisation) permet d'estimer une première fois le symbole émis.
- 5 - A partir de la deuxième itération 22<sub>2</sub> et ce jusqu'à la dernière 22<sub>p</sub> : un second module (dit d'annulation d'interférences) a pour but de retrancher au signal reçu les termes interférents reconstruits grâce à la connaissance a priori du signal émis fourni par l'itération précédente.

Le décodage espace-temps 23 utilisé est celui présenté précédemment.

10 Lors de l'égalisation MMSE 24, le signal est multiplié par le facteur  $\gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \frac{1}{SNR}}$  où SNR est le rapport signal à bruit. La matrice

G est donc multiplié par  $\gamma$ .

#### 2.1 1<sup>ère</sup> itération : diagonalisation de la matrice G4

15 La première itération 21, illustrée en figure 3, est différente des itérations suivantes. Elle consiste à multiplier le signal par une matrice telle qu'on ait globalement une matrice diagonale. Pour cela, on diagonalise (31) tout d'abord la matrice  $G$ . Cette opération s'effectue simplement par la multiplication matricielle de  $G$  par une matrice de diagonalisation  $\Phi$  qui est, à un facteur près, la co-

matrice de  $G$ .

20

$$G = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } \Phi = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & -J \\ 0 & A & J & 0 \\ 0 & J & A & 0 \\ -J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

$$\text{on obtient } G_{diag} = \Phi \cdot G = \gamma \begin{bmatrix} A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 \end{bmatrix}$$

On remarque que l'opération de diagonalisation de la matrice  $G$  revient à une combinaison linéaire des échantillons  $x_i$ , donc très simple à mettre en oeuvre.

5 On obtient ainsi :

$$x_{diag} = \Phi \cdot x = \gamma \begin{bmatrix} A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 \end{bmatrix} s + n''$$

avec  $n'' = \Phi n'$

La matrice  $G_{diag}$  étant diagonale, une détection linéaire 32 est possible.

10 Cependant les termes de la diagonale ne suivent plus une loi de  $\chi_2^8$ , la diversité n'est donc pas exploitée de façon optimale.

On obtient néanmoins une estimée du vecteur de symboles qu'on va

appeler  $\hat{s}^{(0)} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1^{(0)} \\ \hat{s}_2^{(0)} \\ \hat{s}_3^{(0)} \\ \hat{s}_4^{(0)} \end{bmatrix}$ . On remarquera, sur les courbes de performances de la

figure 5, que cette estimée est meilleure qu'une estimée faite sans diagonalisation.

15 Les symboles sont transformés en paquets de bits (par exemple opération de démodulation avec décision dure : on cherche le point de la constellation le

plus proche du symbole considéré), et on obtient  $\bar{b}^{(0)} = \begin{bmatrix} \bar{b}_1^{(0)} \\ \bar{b}_2^{(0)} \\ \bar{b}_3^{(0)} \\ \bar{b}_4^{(0)} \end{bmatrix}$

où  $\bar{b}_i^{(0)}$  représente un vecteur de bits de longueur  $2^M$ .

On effectue enfin une opération de modulation sur  $\bar{b}^{(0)}$  pour obtenir  $\bar{s}^{(0)}$ ,  
20 vecteurs de symboles "décidés". Ces symboles seront utilisés à l'itération suivante.

## 2.2 Itération p (p>1) : annulation d'interférence

On dispose alors des données décidées à l'itération précédente  $\bar{s}^{(p-1)}$ . Une itération est illustrée en figure 4.

On construit une matrice d'interférence  $J_4$  411 :

5

$$J_4 = \gamma \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & J \\ 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & -J & 0 & 0 \\ J & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'annulation d'interférence 41 s'effectue par soustraction 412 du résultat de la multiplication 411 par  $J_4$  à la sortie de l'égaliseur 24, comme suit :

10

$$\tilde{x}^{(p)} = x - J_4 \bar{s}^{(p-1)}$$

$$\tilde{x}^{(p)} = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix} s + n' - \gamma \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -J \\ 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & -J & 0 & 0 \\ J & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \bar{s}^{(p-1)}$$

Si  $\bar{s}^{(p-1)}$  constitue une bonne approximation de  $s$ , on remarque que les termes interférents sont pratiquement annulés dans la matrice  $G$ .

15

La matrice devient ainsi diagonale est une estimation de symbole 42 par détection linéaire est possible. En effectuant les mêmes opérations d'égalisation, de démodulation et de détection que pour l'itération 0, on obtient une nouvelle estimation de  $s$  :  $\bar{s}^{(p)}$ .

## 2.3 résultats

20

La figure 5 présente les performances du système décrit ci-dessus pour une modulation à 4 états (QPSK), sans codage (Efficacité spectrale = 2bits/Hz). Les canaux de Rayleigh sont considérés blanc (non filtrés).

La courbe intitulée SISO représente les performances d'un système à une antenne d'émission et une antenne de réception. Ce système ne bénéficie d'aucune

diversité spatiale, il s'agit donc d'une borne minimale.

La courbe Lin donne les performances du système de Jafarkhani détecté linéairement (matrice G), tandis que la courbe ML représente le taux d'erreur binaire du même système détecté par l'algorithme ML.

5 Les courbes nommées ite1 et ite2 représentent les performances des deux premières itérations de notre système. (le système converge dès l'itération 2).

On remarque que ite2 est confondu avec le ML de Jafarkhani. Pour une complexité moindre, on a donc déjà réussi à obtenir les mêmes performances qu'un algorithme à maximum de vraisemblance.

10 On notera par ailleurs, qu'il est possible d'améliorer le système en ajoutant du codage i.e. remplacer la modulation simple par une modulation codée (codeur convolutif, entrelaceur et modulation). En réception, il suffit de remplacer le démodulateur à décision dure par un démodulateur à décision souple suivit d'un entrelaceur et d'un décodeur de canal. En gardant l'information souple, on reconstruit le symbole émis en appliquant à nouveau l'étage de modulation codée.

### 3. Schéma à 8 antennes d'émission avec rendement 3/4

Le code utilisé a été introduit par H. Jafarkhani dans 7. On considère 8 antennes d'émission : E1, E2, E3, E4, E5, E6, E7, E8 et une antenne de réception R1. Il en résulte 8 canaux de propagation (toujours sans interférence entre symbole) :  $h_1, h_2, h_3, h_4, h_5, h_6, h_7, h_8$ .

20 On appelle  $s_1, s_2, s_3, s_4, s_5$  et  $s_6$ , les symboles complexes à émettre et on dispose de 8 intervalles de temps d'émission IT1, IT2, IT3, IT4, IT5, IT6, IT7 et IT8 pendant lesquels les contributions  $h_i$  sont supposées constantes.

#### 3.1 Emission

25 Le schéma d'émission est le suivant :

	IT1	IT2	IT3	IT4	IT5	IT6	IT7	IT8
Antenne E1	$s_1$	$-s_2^*$	$s_3^*$	0	$-s_4$	$-s_5^*$	$s_6^*$	0
Antenne E2	$s_2$	$s_1^*$	0	$-s_3^*$	$-s_5$	$s_4^*$	0	$s_6^*$
Antenne E3	$s_3$	0	$-s_1^*$	$s_2^*$	$-s_6$	0	$-s_4^*$	$-s_5^*$

Antenne E4	0	$-s_3$	$-s_2$	$-s_1$	0	$s_6$	$s_5$	$-s_4$
Antenne E5	$s_4$	$s_5^*$	$-s_6^*$	0	$s_1$	$-s_2^*$	$s_3^*$	0
Antenne E6	$s_5$	$-s_4^*$	0	$s_6^*$	$s_2$	$s_1^*$	0	$s_3^*$
Antenne E7	$s_6$	0	$s_4^*$	$-s_5^*$	$s_3$	0	$-s_1^*$	$-s_2^*$
Antenne E8	0	$s_6$	$s_5$	$s_4$	0	$s_3$	$s_2$	$-s_1$

(.)\* représente l'opérateur de conjugaison complexe.

On note que le rendement de ce code est de 3/4.

On reçoit pendant les 8 intervalles de temps, les échantillons :

$$5 \quad r_n = \sum_{i=1}^8 S_{i,n}^T \cdot h_i + n_n \quad \text{avec } 1 < i < 8, 1 < n < 8 \text{ et } S \text{ la matrice de mapping}$$

correspondant au schéma d'émission ci-dessus.

En négligeant le bruit, une représentation matricielle équivalente s'écrit :

$$\tilde{r} = Hs$$

avec

10

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_5 & h_6 & h_7 \\ 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_6^* & h_5^* & 0 \\ 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 \\ -h_3^* & 0 & h_1^* & h_7^* & 0 & -h_5^* \\ -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 \\ 0 & h_3 & -h_2^* & 0 & -h_7^* & h_6^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & -h_1 & -h_2 & -h_3 \\ 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 \\ h_6^* & -h_5^* & 0 & h_2^* & -h_1^* & 0 \\ 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 & 0 \\ -h_7^* & 0 & h_5^* & -h_3^* & 0 & h_1^* \\ -h_8 & 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 \\ 0 & -h_7^* & h_6^* & 0 & -h_3^* & h_2^* \end{bmatrix}, \quad s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \\ s_6 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \tilde{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_2^* \\ r_3 \\ r_3^* \\ r_4 \\ r_4^* \\ r_5 \\ r_6 \\ r_6^* \\ r_7 \\ r_7^* \\ r_8 \\ r_8^* \end{bmatrix}$$

### 3.2 Réception

Au décodage on applique la matrice  $H^H$  suivit d'un coefficient

d'égalisation MMSE  $\gamma$  :

$$x = \gamma \cdot H^H \cdot \tilde{r} = \gamma \cdot H^H H \cdot s$$

et on obtient la matrice globale :

$$5 \quad G = \gamma \cdot H^H \cdot H = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & -J & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & -J \\ J & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2$$

$$J = 2\text{Im}\{h_1 h_5^* + h_2 h_6^* + h_3 h_7^* + h_4 h_8^*\}$$

$$\text{et } \gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2 + \frac{1}{\text{SNR}}}$$

10 On note que A suit une loi de  $\chi_2^8$  (diversité 8).

Tout comme à 4 antennes, le décodage se décompose en deux étapes :

### 3.2.1 Diagonalisation

L'opération de diagonalisation s'effectue en appliquant la matrice  $\Phi$  :

$$\Phi = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & J \\ -J & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & -J & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & -J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

15 On obtient :

$$G_{diag} = \Phi \cdot G = \gamma \begin{bmatrix} A^2 + J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A^2 + J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A^2 + J^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A^2 + J^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 + J^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 + J^2 \end{bmatrix}$$

Une détection linéaire est donc possible : on obtient  $\hat{s}^{(0)}$ , puis après décision  $\bar{s}^{(0)}$ .

### 3.2.2 Annulation d'interférences

5 On reconstruit les interférences en multipliant le vecteur  $\bar{s}^{(p-1)}$  des données estimées à l'étape précédente par la matrice  $J_6$  :

$$J_6 = \gamma \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -J \\ J & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Par soustraction de ces interférences au signal décodé  $x$ , on en déduit  $\bar{s}^{(p)}$ .

## 10 3.3 Résultats

La figure 6 présente les performances du système proposé avec le code de rendement 3/4 pour une modulation à 4 états (QPSK), sans codage de canal (Efficacité spectrale = 1.5 bits/Hz). Les canaux de Rayleigh sont considérés blancs (non filtrés) et constants sur 16 temps symboles.

15 La courbe Lin donne les performances du code détecté linéairement (décodage brut), la courbe ML représente le taux d'erreur binaire du même système détecté par l'algorithme ML. Itel et Itel2 représentent les performances des 2 premières itérations du système proposé tandis la courbe optimum donne la borne optimale du système consistant en une annulation parfaite des interférences  
20 (filtre adapté).

On retrouve un résultat comparable au système à 4 antennes, ite 2 est confondu avec la courbe ML. Cependant les 8 antennes d'émissions donnent une diversité 8 au système, ainsi les performances sont meilleures qu'à 4 antennes.

## 4. Schéma à 8 antennes d'émission avec rendement 1/2

25 Le code présenté ci-après n'existe pas dans la littérature, il a été créé à partir du code G4 de Tarokh 8 en suivant un schéma ABBA de Tirkkonen 6. On

considère toujours 8 antennes d'émission : E1, E2, E3, E4, E5, E6, E7, E8 et une antenne de réception R1 ainsi que les 8 canaux de propagation : h1, h2, h3, h4, h5, h6, h7, h8.

On appelle s1, s2, s3, s4, s5, s6, s7 et s8, les symboles complexes à émettre.

- 5 On dispose de 16 intervalles de temps d'émission IT1, IT2, IT3, IT4, IT5, IT6, IT7 et IT8, pendant lesquels les contributions hi sont supposées constantes.

#### 4.1 Emission

Le schéma d'émission est le suivant : Le schéma d'émission est le suivant :

	IT1	IT2	IT3	IT4	IT5	IT6	IT7	IT8	IT9	IT10	IT11	IT12	IT13	IT14	IT15	IT16
Antenne E1	s <sub>1</sub>	-s <sub>2</sub>	-s <sub>3</sub>	-s <sub>4</sub>	s <sub>1</sub> *	-s <sub>2</sub> *	-s <sub>3</sub> *	-s <sub>4</sub> *	s <sub>5</sub>	-s <sub>6</sub>	-s <sub>7</sub>	-s <sub>8</sub>	s <sub>5</sub> *	-s <sub>6</sub> *	-s <sub>7</sub> *	-s <sub>8</sub> *
Antenne E2	s <sub>2</sub>	s <sub>1</sub>	s <sub>4</sub>	-s <sub>3</sub>	s <sub>2</sub> *	s <sub>1</sub> *	s <sub>4</sub> *	-s <sub>3</sub> *	s <sub>6</sub>	s <sub>5</sub>	s <sub>8</sub>	-s <sub>7</sub>	s <sub>6</sub> *	s <sub>5</sub> *	s <sub>8</sub> *	-s <sub>7</sub> *
Antenne E3	s <sub>3</sub>	-s <sub>4</sub>	s <sub>1</sub>	s <sub>2</sub>	s <sub>3</sub> *	-s <sub>4</sub> *	s <sub>1</sub> *	s <sub>2</sub> *	s <sub>7</sub>	-s <sub>8</sub>	s <sub>5</sub>	s <sub>6</sub>	s <sub>7</sub> *	-s <sub>8</sub> *	s <sub>5</sub> *	s <sub>6</sub> *
Antenne E4	s <sub>4</sub>	s <sub>3</sub>	-s <sub>2</sub>	s <sub>1</sub>	s <sub>4</sub> *	s <sub>3</sub> *	-s <sub>2</sub> *	s <sub>1</sub> *	s <sub>8</sub>	s <sub>7</sub>	-s <sub>6</sub>	s <sub>5</sub>	s <sub>8</sub> *	s <sub>7</sub> *	-s <sub>6</sub> *	s <sub>5</sub> *
Antenne E5	s <sub>5</sub>	-s <sub>6</sub>	-s <sub>7</sub>	-s <sub>8</sub>	s <sub>5</sub> *	-s <sub>6</sub> *	-s <sub>7</sub> *	-s <sub>8</sub> *	s <sub>1</sub>	-s <sub>2</sub>	-s <sub>3</sub>	-s <sub>4</sub>	s <sub>1</sub> *	-s <sub>2</sub> *	-s <sub>3</sub> *	-s <sub>4</sub> *
Antenne E6	s <sub>6</sub>	s <sub>5</sub>	s <sub>8</sub>	-s <sub>7</sub>	s <sub>6</sub> *	s <sub>5</sub> *	s <sub>8</sub> *	-s <sub>7</sub> *	s <sub>2</sub>	s <sub>1</sub>	s <sub>4</sub>	-s <sub>3</sub>	s <sub>2</sub> *	s <sub>1</sub> *	s <sub>4</sub> *	-s <sub>3</sub> *
Antenne E7	s <sub>7</sub>	-s <sub>8</sub>	s <sub>5</sub>	s <sub>6</sub>	s <sub>7</sub> *	-s <sub>8</sub> *	s <sub>5</sub> *	s <sub>6</sub> *	s <sub>3</sub>	-s <sub>4</sub>	s <sub>1</sub>	s <sub>2</sub>	s <sub>3</sub> *	-s <sub>4</sub> *	s <sub>1</sub> *	s <sub>2</sub> *
Antenne E8	s <sub>8</sub>	s <sub>7</sub>	-s <sub>6</sub>	s <sub>5</sub>	s <sub>8</sub> *	s <sub>7</sub> *	-s <sub>6</sub> *	s <sub>5</sub> *	s <sub>4</sub>	s <sub>3</sub>	-s <sub>2</sub>	s <sub>1</sub>	s <sub>4</sub> *	s <sub>3</sub> *	-s <sub>2</sub> *	s <sub>1</sub> *

10

(.)\* représente l'opérateur de conjugaison complexe.

On note que le rendement de ce code est de 1/2.

On reçoit pendant les 16 intervalles de temps, les échantillons :

$$r_n = \sum_{i=1}^8 S_{i,n} \cdot h_i + n_n \quad \text{avec } 1 < i < 8, 1 < n < 16 \text{ et } S \text{ la matrice de mapping}$$

- 15 correspondant au schéma d'émission ci-dessus.

En négligeant le bruit, une représentation matricielle équivalente s'écrit :

$$\tilde{r} = Hs$$

avec

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & h_5 & h_6 & h_7 & h_8 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 & h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 \\ h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 & h_7 & -h_8 & -h_5 & h_6 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 & h_8 & h_7 & -h_6 & -h_5 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* & h_5^* & h_6^* & h_7^* & h_8^* \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* & h_6^* & -h_5^* & h_8^* & -h_7^* \\ h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* & h_7^* & -h_8^* & -h_5^* & h_6^* \\ h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* & h_8^* & h_7^* & -h_6^* & -h_5^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & h_8 & h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 & h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_7 & -h_8 & -h_5 & h_6 & h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_8 & h_7 & -h_6 & -h_5 & h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_5^* & h_6^* & h_7^* & h_8^* & h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\ h_6^* & -h_5^* & h_8^* & -h_7^* & h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_7^* & -h_8^* & -h_5^* & h_6^* & h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* \\ h_8^* & h_7^* & -h_6^* & -h_5^* & h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}, \quad s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \\ s_6 \\ s_7 \\ s_8 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \tilde{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \\ r_1^* \\ r_2^* \\ r_3^* \\ r_4^* \\ r_5 \\ r_6 \\ r_7 \\ r_8 \\ r_5^* \\ r_6^* \\ r_7^* \\ r_8^* \end{bmatrix}$$

#### 4.2<sup>7</sup> Réception

Au décodage, on applique la matrice  $H^H$  suivie d'une égalisation MMSE de coefficient  $\gamma$ ,

$$5 \quad x = \gamma \cdot H^H \cdot \tilde{r} = \gamma \cdot H^H H \cdot s, \text{ la matrice globale } G \text{ s'écrit :}$$

$$G = \gamma \cdot H^H \cdot H = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & J \\ J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } A = 2 \cdot (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2)$$

$$J = 2\text{Re}\{h_1 h_5^* + h_2 h_6^* + h_3 h_7^* + h_4 h_8^*\} \text{ et}$$

$$\gamma = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2 + \frac{1}{SNR}}$$

On note que A suit une loi de  $\chi_2^8$  (diversité 8).

Les 2 étapes de l'invention s'effectuent comme suit :

#### 4.2.1 Diagonalisation

5 La matrice utilisée pour diagonaliser G est :

$$\Phi = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 & -J & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & 0 & -J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & -J \\ -J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -J & 0 & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -J & 0 & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

On obtient :

$$10 \quad G_{diag} = \Phi \cdot G = \gamma \begin{bmatrix} A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 \end{bmatrix}$$

Une détection linéaire est donc possible, on obtient  $\hat{s}^{(0)}$ , puis après décision  $\bar{s}^{(0)}$ .

#### 4.2.2 Annulation d'interférences

15 On reconstruit les interférences en multipliant le vecteur  $\bar{s}^{(p-1)}$  des données estimées à l'étape précédente par la matrice  $J_8$  :

$$J_8 = \gamma \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & J \\ J & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Par soustraction de ces interférences au signal décodé  $x$ , on en déduit  $\bar{s}^{(p)}$ .

#### 4.3 Résultats

La figure 7 présente les performances du système proposé avec le code de rendement 1/2 pour une modulation à 4 états (QPSK), sans codage de canal (Efficacité spectrale = 1 bits/Hz). Les canaux de Rayleigh sont considérés blancs (non filtrés) et constants sur 16 temps symboles.

La courbe Lin donne les performances du code détecté linéairement (décodage brut). It1 et It2 représentent les performances des 2 premières itérations du système proposé tandis que la courbe optimum donne la borne optimale du système consistant en une annulation parfaite des interférences (filtre adapté).

La courbe ML, trop longue à simuler, n'est pas présentée dans les résultats (elle serait en toute évidence confondue avec la courbe ite2). On remarque qu'en comparaison avec le code à rendement 3/4, les performances de ite2 se rapprochent encore un peu plus de l'optimal.

### 5. Association avec le technique de précodage linéaire

Le précodage introduit par V. Le Nir dans [10] permet de gagner en diversité tout en restant à même efficacité spectrale et ce pour des codes espace-temps orthogonaux.

#### 5.1 Schéma original

Dans ce document, on propose une approche destinée aux codes espace-temps orthogonaux, selon laquelle les symboles à émettre sont précodés avec une matrice de précodage linéaire particulière, avant d'être codés selon un codage

espace-temps par blocs. Cette approche permet de simplifier le traitement à la réception.

### 5.2 Approche selon l'invention

5 Pour des codes espace-temps non orthogonaux, le schéma de précodage présenté dans ce document ne fonctionne plus, du fait des interférences créées par la non-orthogonalité des codes.

10 Pour de tels codes, l'invention permet un décodage simple en exploitant au mieux les diversités apportées par le code espaces-temps et également par le schéma de précodage. La figure 8 présente un système code espace-temps (non orthogonal) associé avec du précodage, ainsi que le récepteur correspondant.

15 On prévoit donc à l'émission un précodage 81, du type proposé dans 10, puis un entrelacement 82 et un codage espace-temps 83. Les signaux sont émis à l'aide de  $n$  antennes d'émission  $E_i$ , via  $n$  canaux de transmission  $h_p$ , vers une antenne de réception  $R_1$  (plusieurs antennes de réception peuvent bien sûr être prévues).

A la réception, on effectue tout d'abord un décodage espace-temps 84, symétrique du codage effectué à l'émission, puis une égalisation 85, par exemple de type MMSE.

20 On retrouve ensuite les différentes itérations, selon l'approche décrite précédemment :

- itération 1 : diagonalisation 86, détaillée en figure 9 ;
- itérations suivantes : annulation d'interférences  $87_2$  à  $87_p$ , détaillée en figure 10.

25 Comme illustré en figure 9, l'étape de diagonalisation comprend tout d'abord une diagonalisation 91 proprement dite, telle que décrite précédemment. Elle est suivie d'une opération de prédécodage inverse 92, symétrique du précodage effectué à l'émission, puis d'une estimation des symboles 93. On effectue ensuite un nouveau précodage 94, identique à celui réalisé à l'émission, sur les symboles estimés.

30 Le signal correspondant alimente la première itération d'annulation

d'interférences, comme illustré en figure 10. Il est multiplié par une matrice d'interférence 1011, dont le résultat est soustrait (1012) du signal égalisé, pour effectuer l'annulation d'interférence 101. Dans le cas de la mise en œuvre de décisions souples, une information de fiabilité 1013 peut être prise en compte.

5            Ensuite, dans chaque itération, on répète les opérations également effectuées lors de l'étape de diagonalisation : prédécodage inverse 102, symétrique du précodage effectué à l'émission, puis estimation des symboles 103. On effectue ensuite un nouveau précodage 104, identique à celui réalisé à l'émission, sur les symboles estimés. Le résultat  $\bar{s}^{(p-1)}$  est ré-introduit dans l'itération suivante ou, 10 pour la dernière itération, pris en compte pour la suite du traitement.

### 5.3 Résultats

On reprend les conditions de simulations du système à 4 antennes d'émissions. (code espace-temps de Jafarkhani, canal de Rayleigh blanc non filtré et constant sur 4 temps symboles, modulation QPSK, sans codage de canal, 15 efficacité spectrale de 2 bits/Hz). Le précodage est choisi de longueur 64, l'entrelacement est de type IQ, uniforme et de longueur 10000 temps symboles.

Les résultats sont illustrés sur la figure 11.

Lin représente les performances du système décodé linéairement (décodage brut) avec précodage 64. Ite 1 et Ite2 représente les performances des 20 premières itérations du système proposé. Enfin Optimum est la borne optimale du système avec précodage : annulation optimale des interférences et précodage.

La courbe Ite2 montre que l'approche de l'invention tire parti des 2 diversités : précodage et code espace-temps. La diversité résultante est de  $64*4 = 256$ . Soit une diversité quasi-gaussienne et ce pour une efficacité spectrale de 2 25 bits/Hz. Pour gagner encore en diversité, on peut utiliser l'un des deux codes à 8 antennes présentés précédemment.

### 6. Utilisation d'un précodage par étalement de spectre

Une approche similaire peut être utilisé avec un précodage par étalement de spectre, en utilisant par exemple les techniques CDMA, MC-CDMA, 30 WCDMA, DANS-CDMA,...

La figure 12 illustre le principe général de cette approche. On effectue à l'émission un étalement de spectre 121, par exemple par code MC-CDMA, sur un ensemble de  $k$  usagers. On applique ensuite un code espace-temps 122.

5 A l'aide de  $n$  FFT inverse 123<sub>1</sub> à 123 <sub>$n$</sub> , on effectue  $n$  modulations OFDM, émises sur  $n$  antennes  $E_1$  à  $E_n$ . L'antenne de réception  $R_1$  reçoit le signal correspondant à la transmission via les  $n$  canaux  $h_1$  à  $h_n$ , auquel s'ajoute (124) le bruit additif  $n$ .

10 On effectue tout d'abord, à la réception, une démodulation OFDM, à l'aide d'une FFT 125, puis, de la même façon que déjà décrit, un décodage espace-temps 126, et une égalisation 127. On retrouve ensuite les étapes de diagonalisation 128 et les  $p$  itérations d'annulation d'interférences 129<sub>2</sub> à 129 <sub>$p$</sub> .

15 La diagonalisation, illustrée en figure 13, est similaire à celle décrite précédemment, l'opération de prédécodage consistant en un désétalement MC-CDMA 131 suivant le code usager considéré en réception, et l'opération de précodage en un étalement MC-CDMA 132 suivant le code usager considéré en réception.

On retrouve également ces opérations de désétalement 141 et d'étalement 142 dans chaque itération d'annulation d'interférences, comme illustré en figure 14.

20 Les autres opérations illustrées sur ces figures 13 et 14 ne sont pas rediscutées : elles sont identiques à celles décrites précédemment, en relation avec les figures 9 et 10.

25 On notera par ailleurs que, dans le cas d'un tel précodage par étalement de spectre, il est possible d'effectuer le même traitement d'une façon différente, en intégrant dans la matrice globale non seulement le codage, le canal et le décodage, mais également l'étalement et le désétalement.

30 Dans ce cas, la dimension de la matrice  $G$  utilisée pour la diagonalisation et l'annulation d'interférences est supérieure à celle du code espace-temps, mais le traitement global est simplifié. D'une façon générale, il est à noter que dans tous les cas, la taille de cette matrice peut être supérieure à celle du code espace-temps,

contrairement à l'approche proposée par Boariu.

La figure 15 présente les résultats de cette approche pour un code de longueur 16, 8 utilisateurs et sur un nombre de porteuses égal à 1.

5 On compare la technique de filtrage MRC (Maximum Ration Combining) avec l'approche de l'invention mettant en œuvre une égalisation (ici de type MMSE (Minimum Mean Square Error)). Cette seconde approche donne de bien meilleurs résultats.

### **7. Avantages de l'invention**

10 Selon ces différents aspects, l'invention présente de nombreux avantages, tels que :

- la reconstruction avec prise en compte des fiabilités au fil des itérations (à inclure par exemple dans schéma avec précodage) ;
- l'application possible aux canaux avec IES ;
- l'utilisation d'un nombre quelconque d'antennes (4, 8, ...)
- 15 - l'utilisation avec n'importe quel code espace-temps ;
- l'association avec un précodage de diversité ;
- la mise en œuvre d'une égalisation...

## Annexe 1 : références

1. Tujkovic D., "Recursive Space-Time Treillis Codes for Turbo coded Modulation", IEEE GLOBECOM, 2000, p. 1010-1015, vol.2
2. Jayaweera S.K., Poor H.V., " Turbo (iterative) decoding of a unitary space-time code with a convolutional code", IEEE VTC Spring 2002, p. 1020-1024, vol.2
3. Guillen i Fabregas A., Caire G., "Analysis and design of natural and threaded space-time codes with iterative decoding", Conference on Signals, Systems and Computers, 2002, p. 279-283, Vol. 1
4. G. Bauch, N. Al-Dahir, "Reduced-complexity Space-Time Turbo-Equalization for Frequency-Selective MIMO Channels", IEEE journal on Selected areas in communications, 2002
5. Boariu A., Ionescu M., "A class of nonorthogonal rate-one space-time block codes with controlled interference", IEEE trans. on wireless comm., mar. 2003, pp. 270-276, vol. 2
6. Tirkkonen O., Boariu A. et Hottinen A., "Minimal non-orthonality rate 1 space-time block code for 3+ tx antennas , in proceedings of IEEE ISSTA'00, sept. 2000, New jersey, USA.
7. Jafarkhani H., "A Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code", IEEE WCNC, 2000, p. 1457-1458 vol.1
8. Alamouti S. M., "A Simple Transmitter Diversity Scheme for Wireless Communications", IEEE JSAC, oct 1998, p. 1457-1458
9. Tarokh V., Jafarkhani H. et Calderbanck R. "Space-time block coding for wireless communications: performance results", IEEE JSAC, mar. 1999, pp. 451-460, vol. 17
10. V. Le Nir et M. H elard, "Reduced-complexity space-time block coding and decoding schemes with block linear precoding", Electronics Letters, 10th July 2003, Vol. 39, N o 14.

## REVENDEICATIONS

1. Procédé de décodage d'un signal reçu comprenant des symboles distribués dans l'espace et le temps à l'aide d'une matrice de codage espace-temps, caractérisé en ce qu'il met en œuvre une étape de décodage espace-temps et au moins deux itérations comprenant chacune les sous-étapes suivantes :
- 5
- prédécodage de diversité, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
  - estimation des symboles formant ledit signal, à partir desdites données prédécodées, délivrant des symboles estimés ;

10

  - précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits symboles estimés, pour fournir un signal estimé.
2. Procédé de décodage selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend les étapes suivantes :
- 15
- décodage espace-temps, inverse du codage espace-temps mis en œuvre à l'émission, délivrant un signal décodé ;
  - égalisation dudit signal décodé, délivrant un signal égalisé ;
  - diagonalisation, correspondant à une première itération, mettant en œuvre les sous-étapes suivantes :

20

  - multiplication dudit signal égalisé par une matrice diagonale obtenue par diagonalisation d'une matrice globale de codage/canal/décodage tenant compte au moins de ladite matrice de codage, d'une matrice de décodage, correspondant à la matrice transposée conjuguée de ladite matrice de codage, et d'une matrice d'interférence représentative d'au

25

  - moins un canal de transmission ;
  - prédécodage de diversité, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
  - estimation des symboles formant ledit signal, à partir desdites données prédécodées, délivrant des symboles estimés ;

30

  - précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en

- œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits symboles estimés, pour fournir un signal estimé ;
- au moins une itération d'une étape d'annulation d'interférence, mettant en œuvre les sous-étapes suivantes :
    - 5           - soustraction audit signal égalisé dudit signal estimé multiplié par ladite matrice d'interférence, délivrant un signal optimisé ;
    - prédécodage de diversité dudit signal optimisé, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
    - 10          - estimation des symboles formant ledit signal optimisé, à partir des données prédécodées, délivrant de nouveaux symboles estimés ;
    - précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits nouveaux symboles estimés pour fournir un nouveau signal estimé.
- 15       **3.**     Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 et 2, caractérisé en ce que, lesdits symboles codés étant émis à l'aide d'au moins deux antennes, on tient compte des différents canaux de transmission correspondants.
- 4.**     Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 2 et 3, caractérisé en ce que ladite étape d'égalisation met en œuvre une égalisation de
- 20       type MMSE, EGC ou ZF.
- 5.**     Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 2 à 4, caractérisé en ce que lesdites étapes d'estimation de symboles mettent en œuvre une décision souple, associant une information de confiance à une décision, et en ce que la ou lesdites étapes de soustraction tiennent compte desdites informations
- 25       de confiance.
- 6.**     Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que ledit signal reçu est un signal multiplexé.
- 7.**     Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que ledit précodage est obtenu par l'une des méthodes suivantes :
- 30           - étalement de spectre ;

– précodage linéaire.

8. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que, ledit signal reçu étant transmis à l'aide de quatre antennes, ladite matrice globale vaut :

$$5 \quad G = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

avec :

$$A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2$$

$$J = 2\operatorname{Re}\{h_1 h_4^* - h_2 h_3^*\}, \text{ représentant l'interférence, et}$$

$$\gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \frac{1}{\operatorname{SNR}}}$$

$$10 \quad \text{où : } H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ -h_2^* & h_1^* & -h_4^* & h_3^* \\ -h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{bmatrix} \text{ est une matrice regroupant le codage et}$$

l'interférence

et SNR représente le rapport signal à bruit.

9. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que, ledit signal reçu étant transmis à l'aide de huit antennes, ladite matrice globale vaut :

$$15 \quad G = \gamma \cdot H^H \cdot H = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & -J & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & -J \\ J & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

avec  $A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2$  et

$$J = 2\operatorname{Im}\{h_1 h_5^* + h_2 h_6^* + h_3 h_7^* + h_4 h_8^*\}$$

et 
$$\gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2 + \frac{1}{SNR}}$$

où : 
$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_5 & h_6 & h_7 \\ 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_6^* & h_5^* & 0 \\ 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 \\ -h_3^* & 0 & h_1^* & h_7^* & 0 & -h_5^* \\ -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & 0 & -h_7^* & h_6^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & -h_1 & -h_2 & -h_3 \\ 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 \\ h_6^* & -h_5^* & 0 & h_2^* & -h_1^* & 0 \\ 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 & 0 \\ -h_7^* & 0 & h_5^* & -h_3^* & 0 & h_1^* \\ -h_8 & 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 \\ 0 & -h_7^* & h_6^* & 0 & -h_3^* & h_2^* \end{bmatrix}$$

est une matrice regroupant le codage et l'interférence

et SNR représente le rapport signal à bruit.

- 5 **10.** Procédé de codage et de décodage, caractérisé en ce que le codage met en œuvre une matrice de codage espace-temps telle que :

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_5 & h_6 & h_7 \\ 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_6^* & h_5^* & 0 \\ 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 \\ -h_3^* & 0 & h_1^* & h_7^* & 0 & -h_5^* \\ -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & 0 & -h_7^* & h_6^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & -h_1 & -h_2 & -h_3 \\ 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 \\ h_6^* & -h_5^* & 0 & h_2^* & -h_1^* & 0 \\ 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 & 0 \\ -h_7^* & 0 & h_5^* & -h_3^* & 0 & h_1^* \\ -h_8 & 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 \\ 0 & -h_7^* & h_6^* & 0 & -h_3^* & h_2^* \end{bmatrix}$$

et en ce que le décodage est un décodage selon la revendication 9.

**11.** Récepteur mettant en œuvre des moyens de décodage d'un signal reçu comprenant des symboles distribués dans l'espace et le temps à l'aide d'une matrice de codage espace-temps,

- 5           – caractérisé en ce qu'il comprend des moyens de décodage espace-temps, inverse du codage espace-temps mis en œuvre à l'émission, et :
- des moyens de prédécodage de diversité dudit signal optimisé, effectuant un prédécodage inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
- 10          – des moyens d'estimation des symboles formant ledit signal optimisé, à partir des données prédécodées, délivrant de nouveaux symboles estimés ;
- des moyens de précodage de diversité, effectuant un précodage identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission,
- 15          appliqué sur lesdits nouveaux symboles estimés pour fournir un nouveau signal estimé,

lesdits moyens étant mis en œuvre pour au moins deux itérations de traitement.

1/11

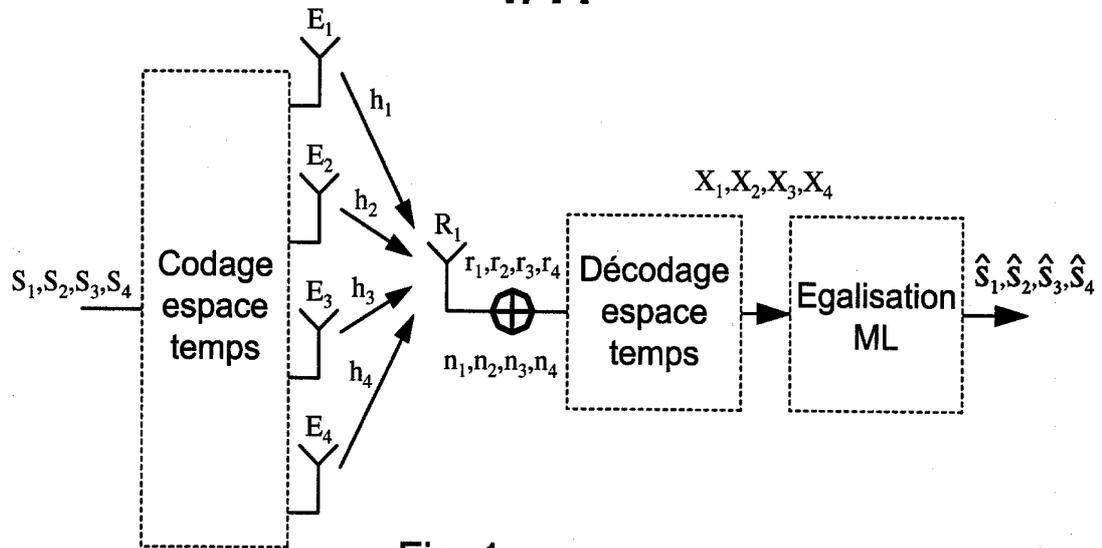


Fig. 1

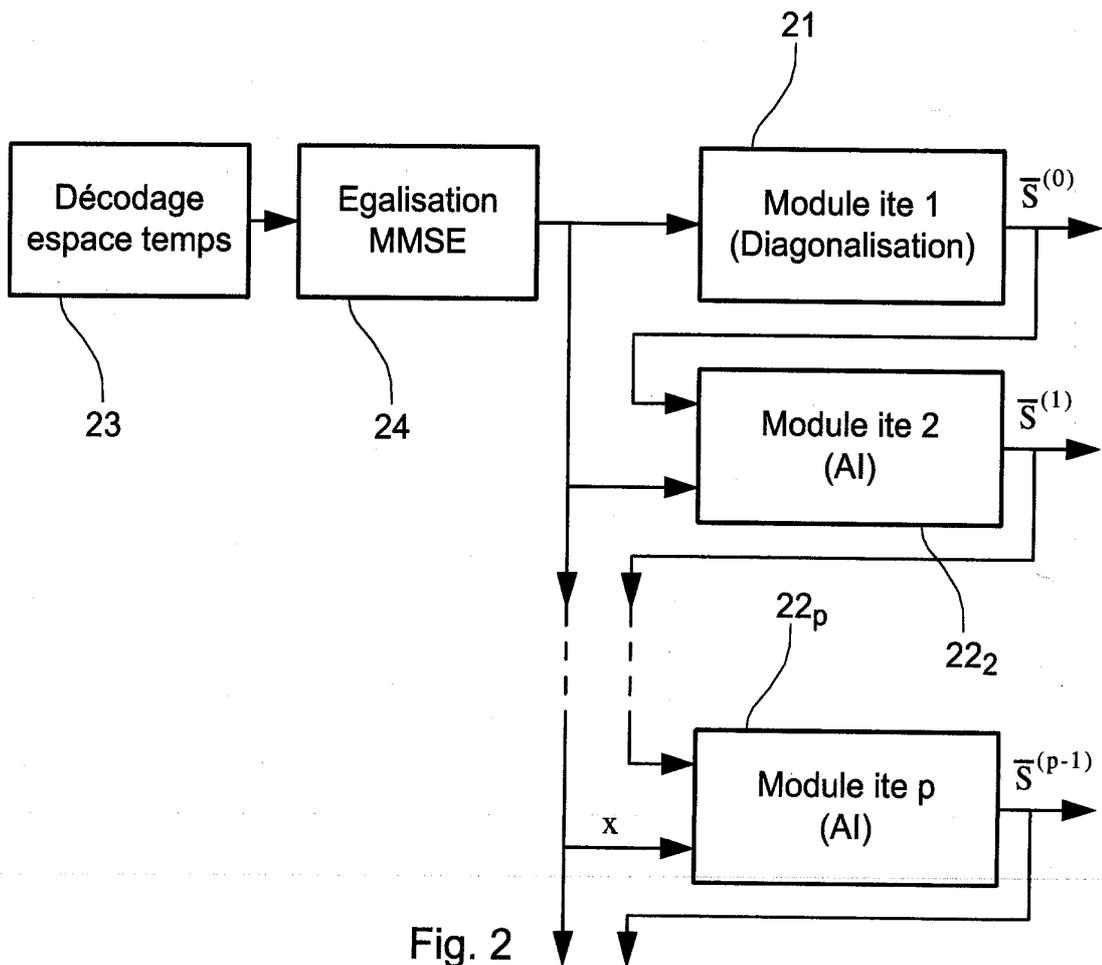
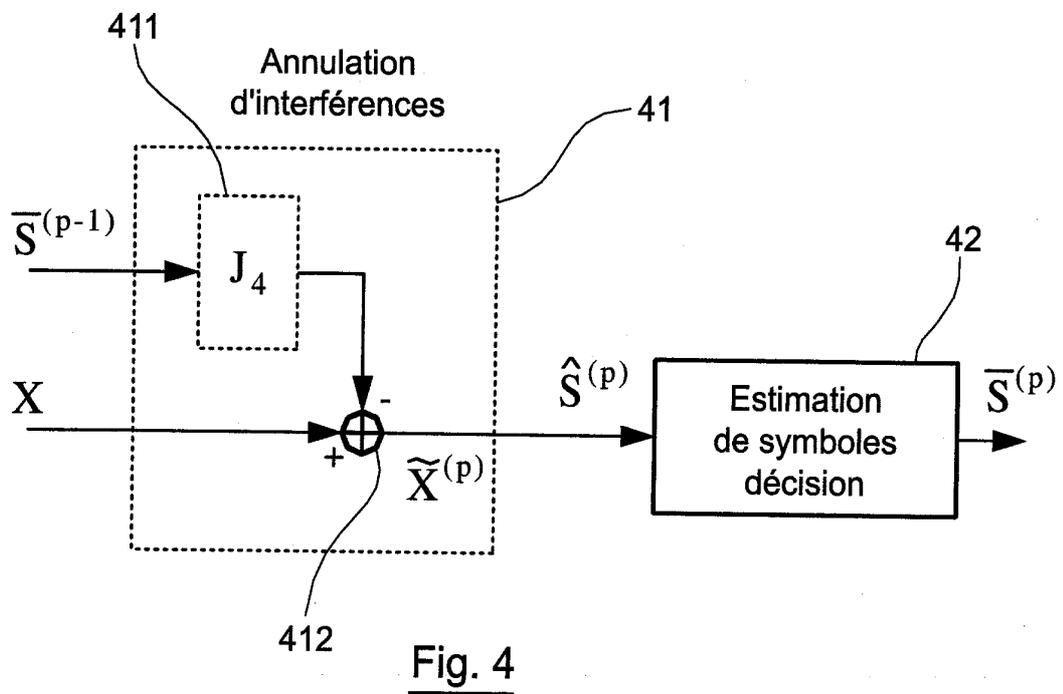
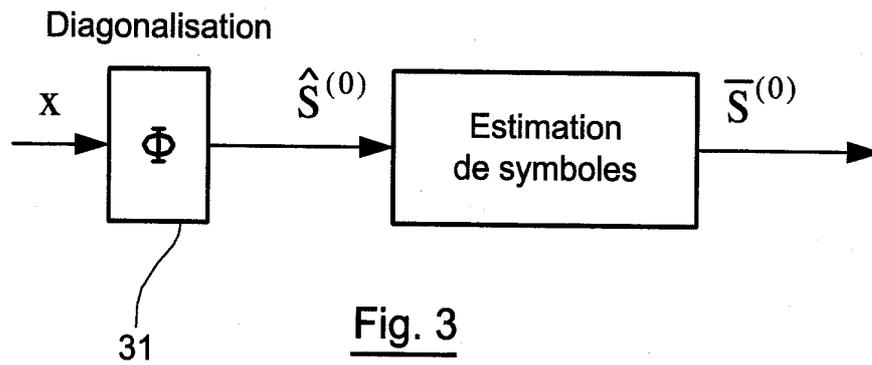


Fig. 2

2/11



3/11

MISO 4x1, 2 bits/Hz

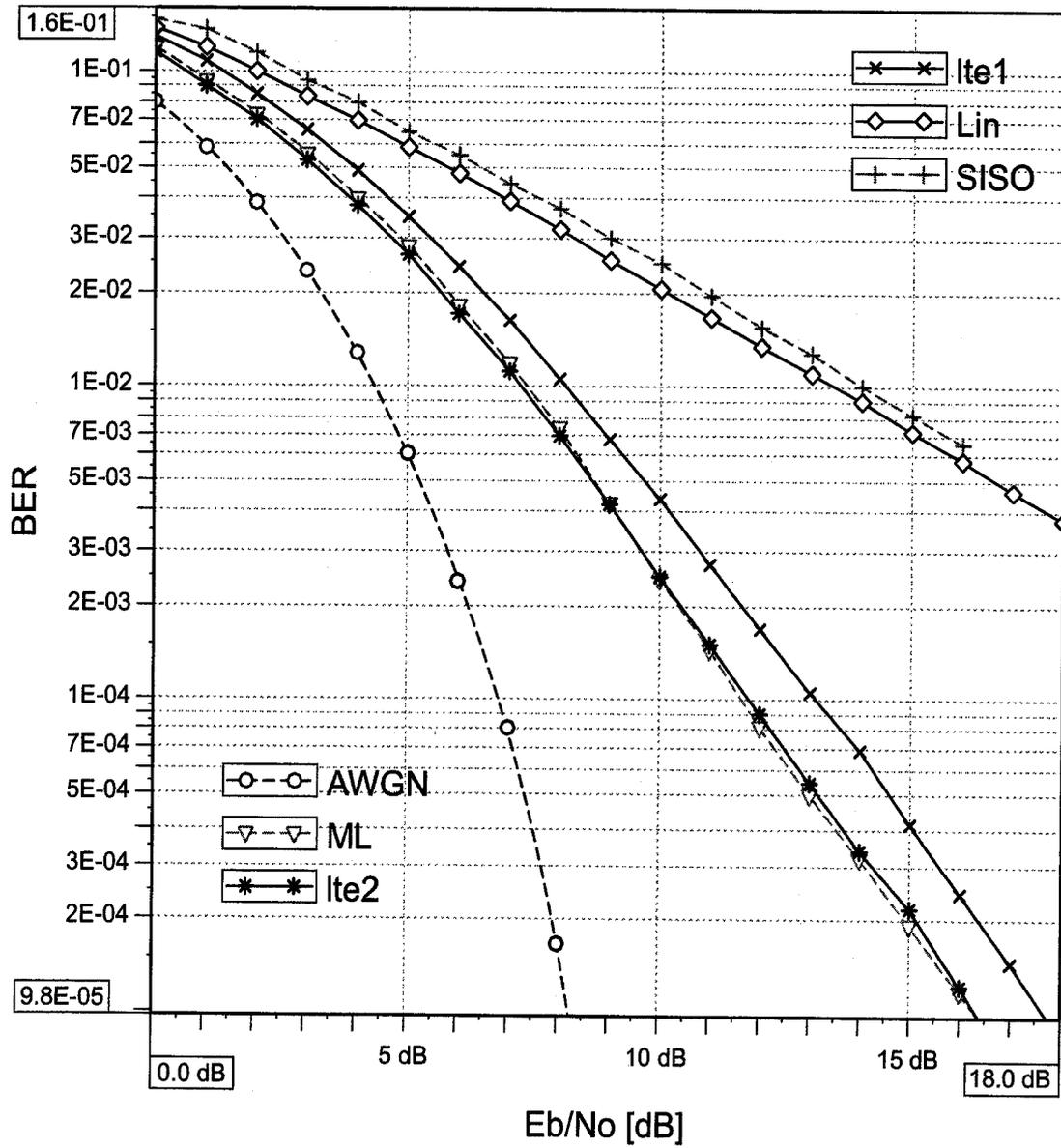


Fig. 5

4/11

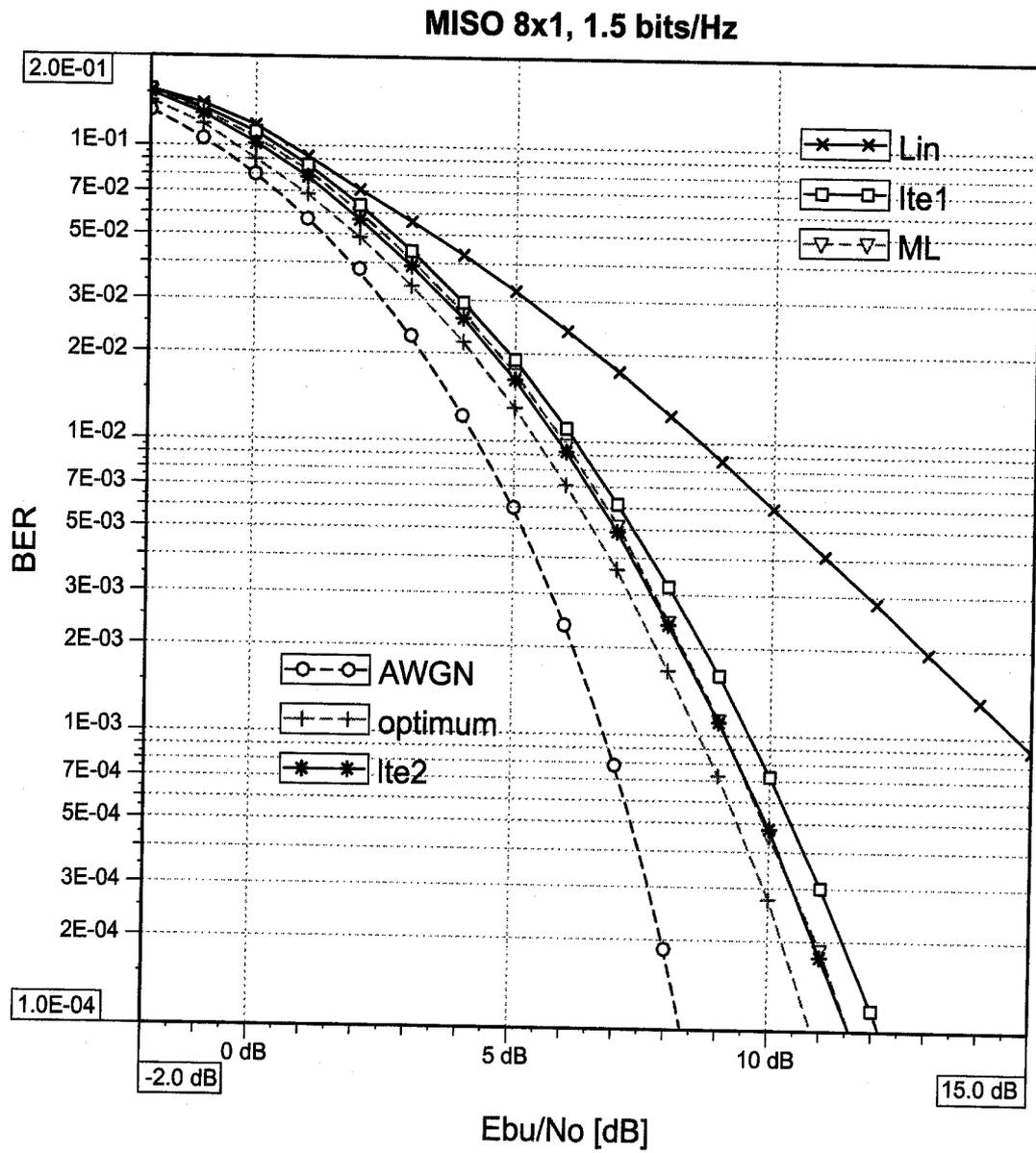


Fig. 6

5/11

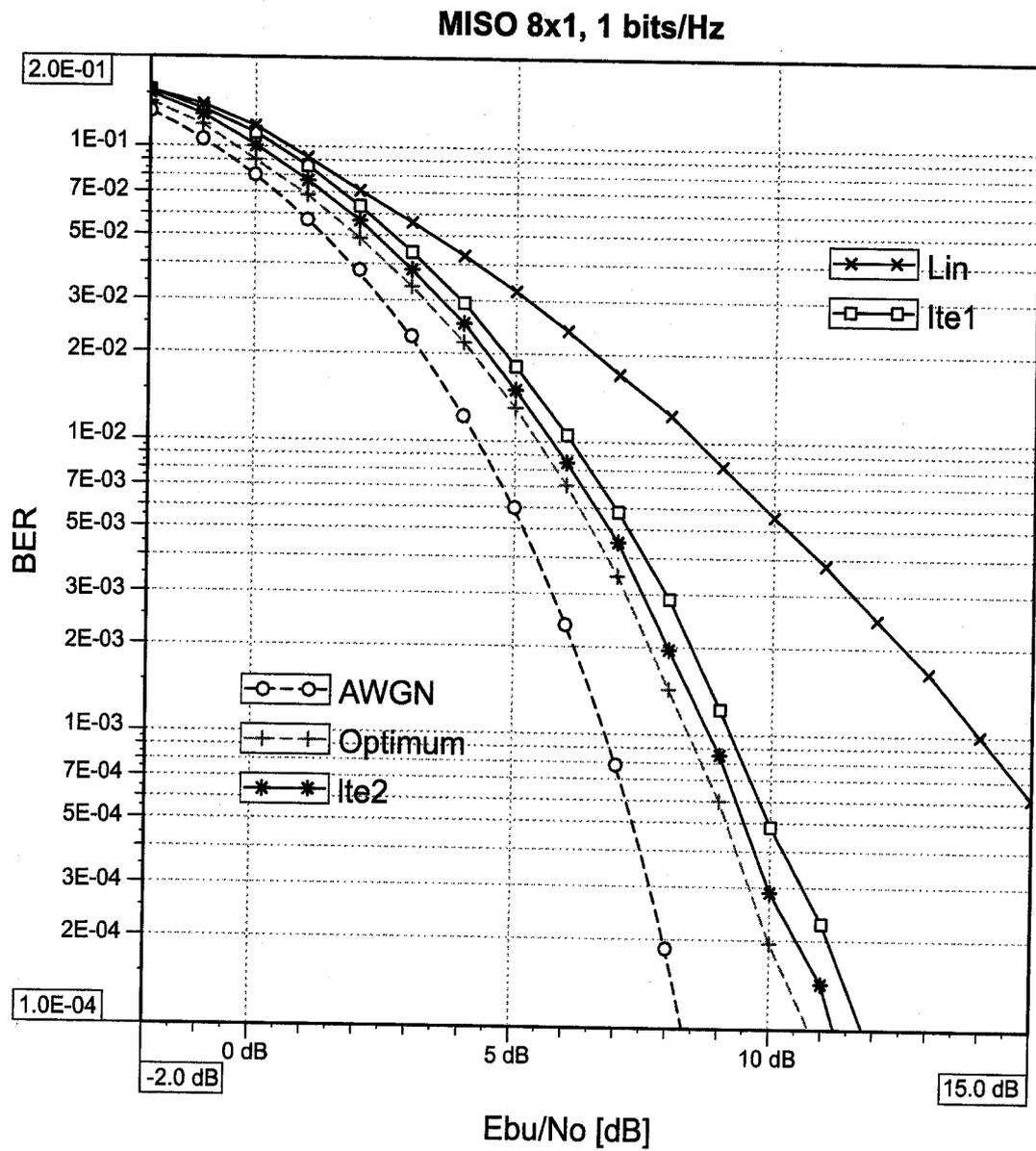


Fig. 7

6/11

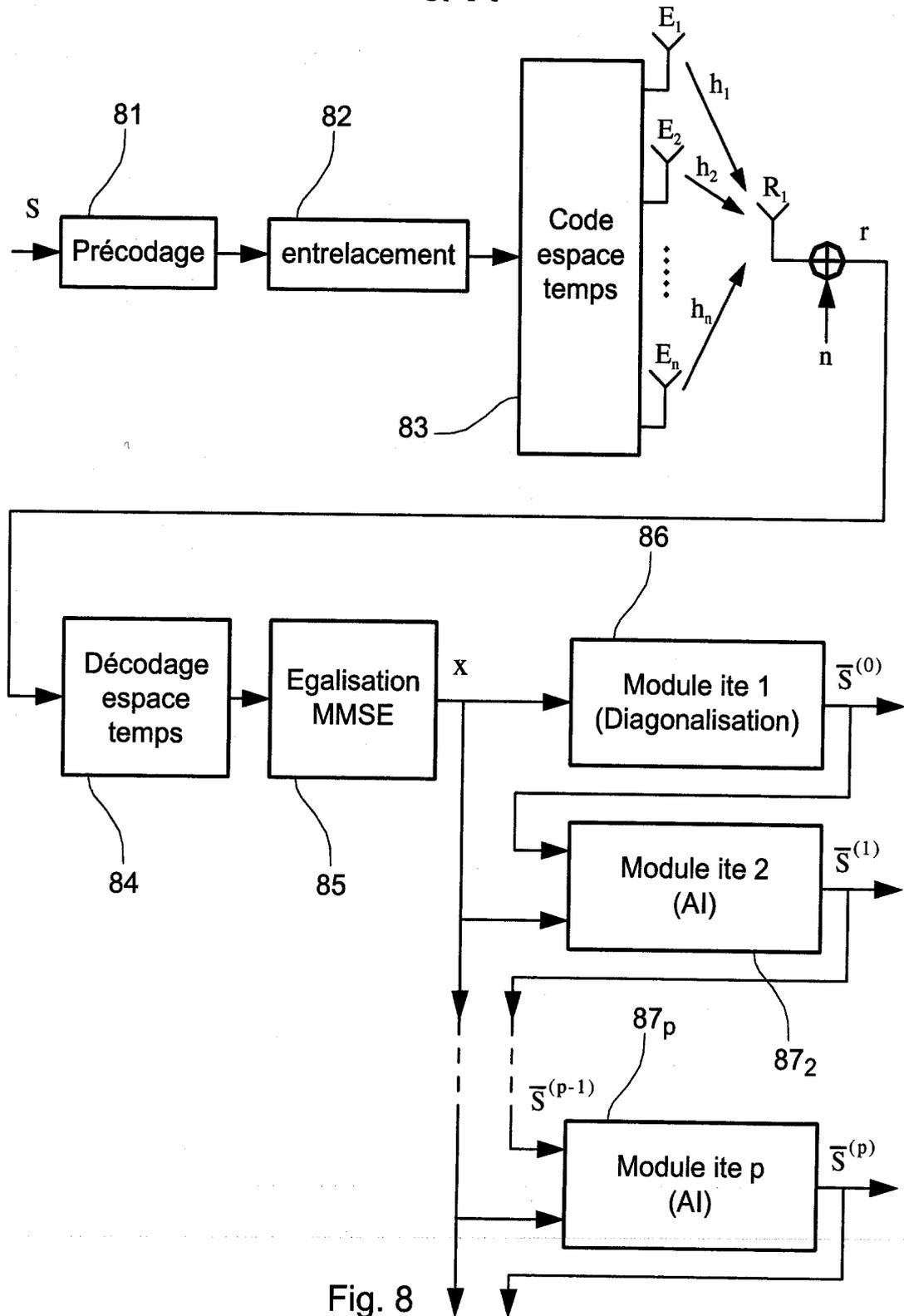


Fig. 8

7/11

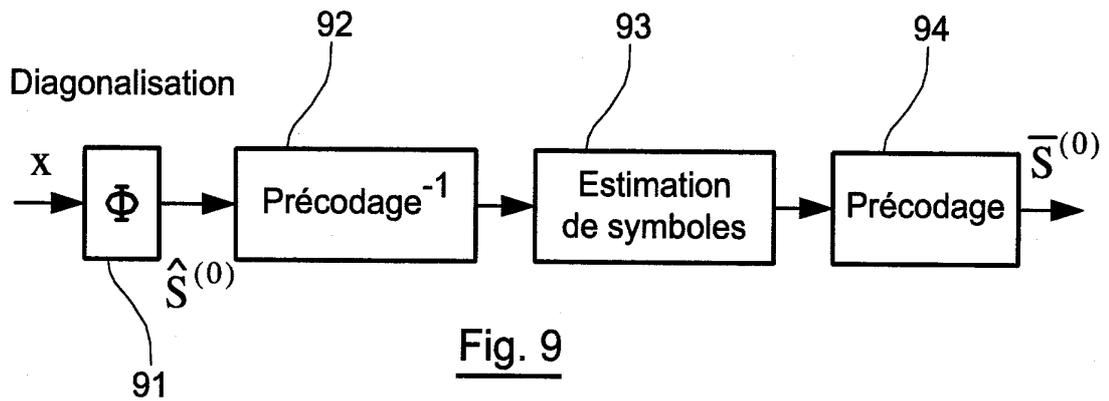


Fig. 9

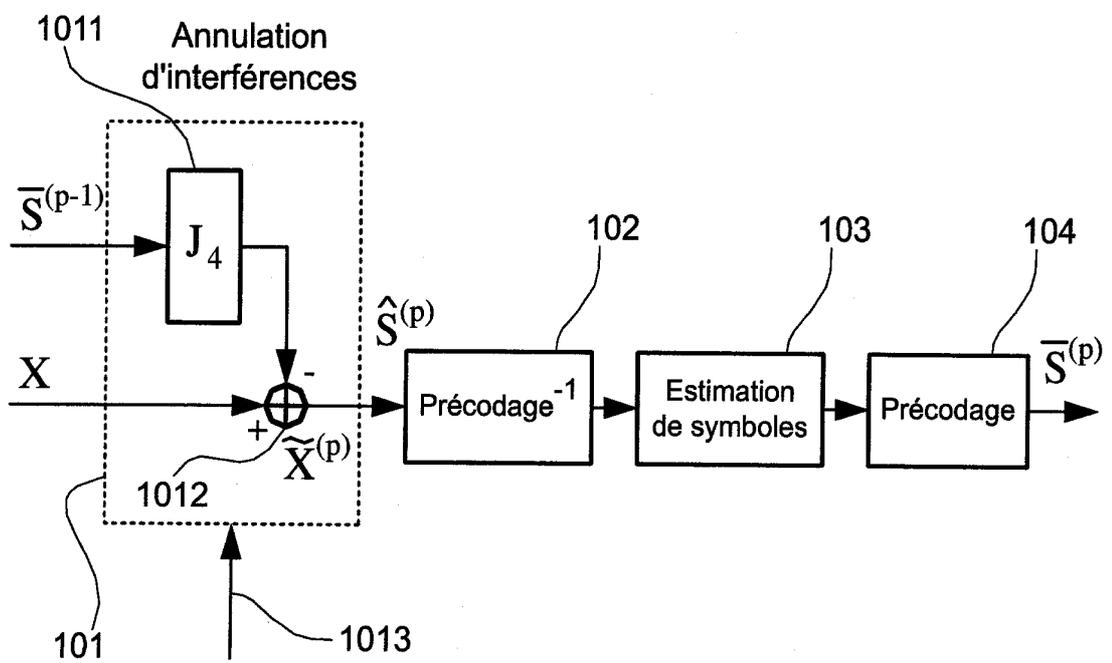


Fig. 10

8/11

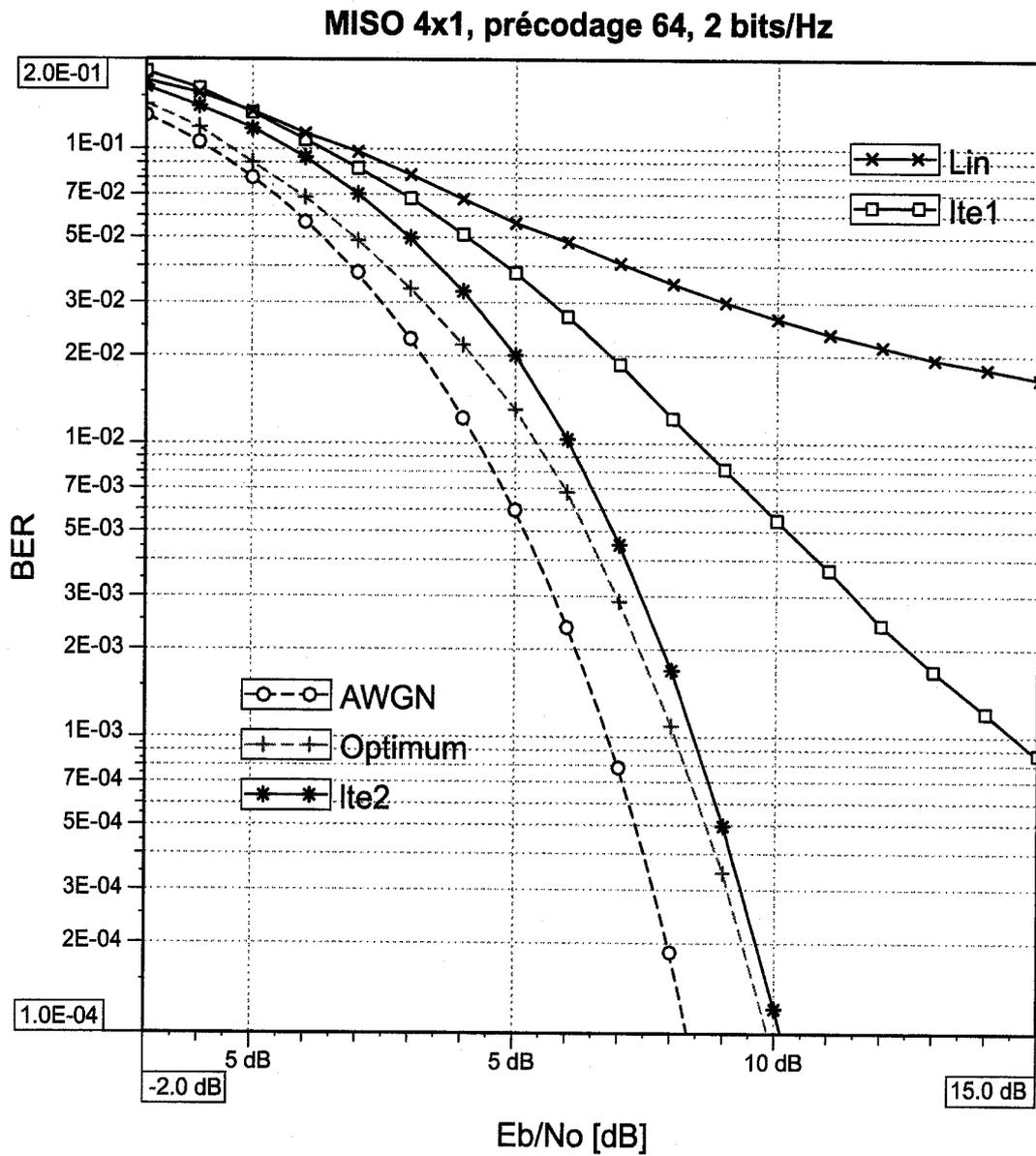


Fig. 11

9/11

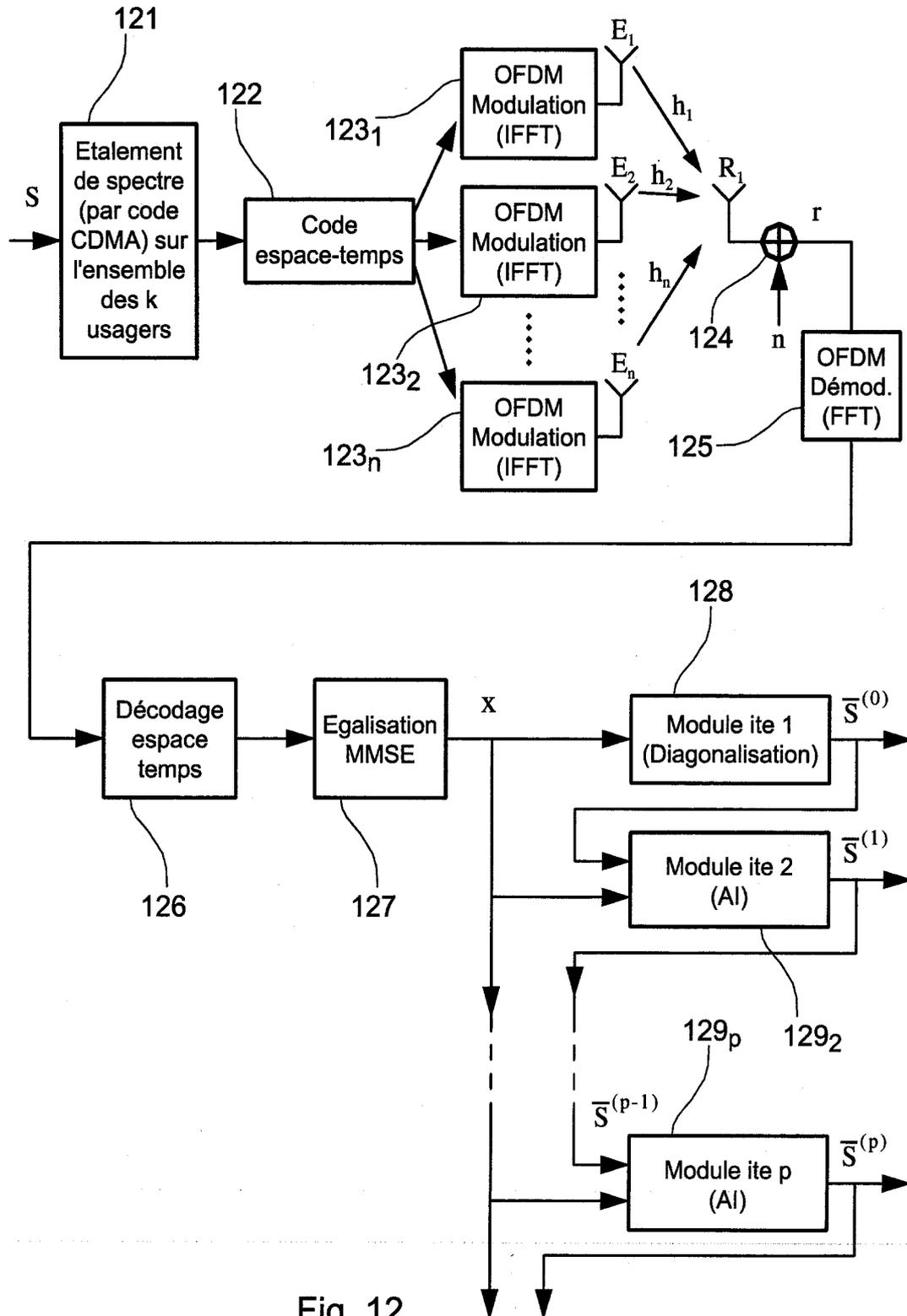


Fig. 12

10/11

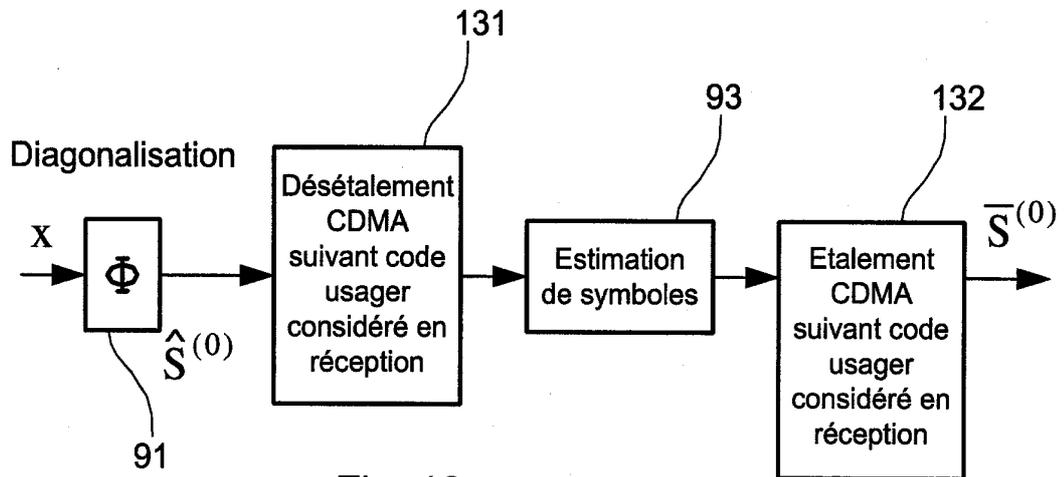


Fig. 13

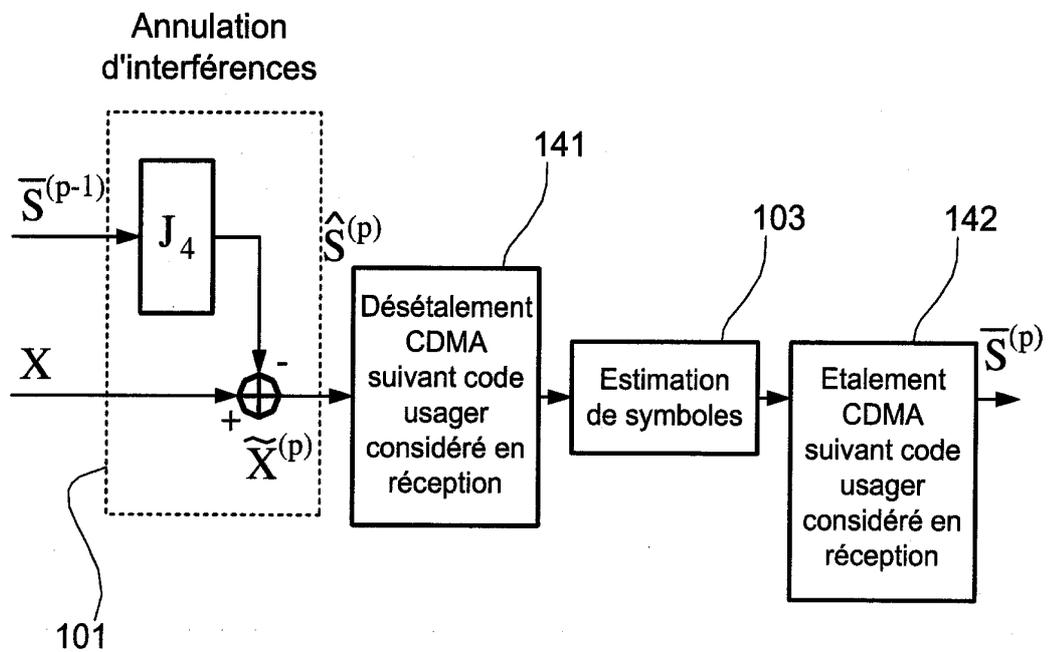


Fig. 14

11/11

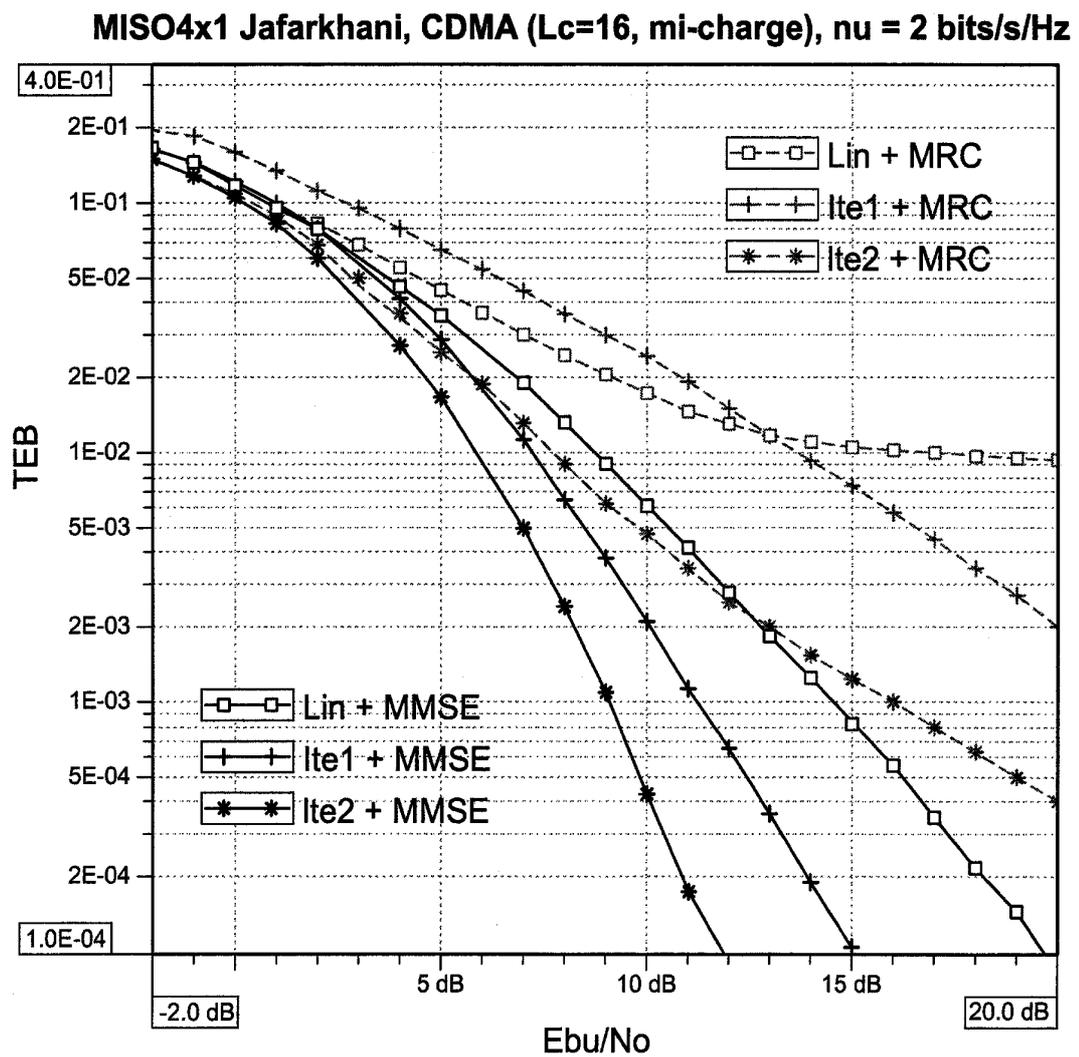


Fig. 15





**RAPPORT DE RECHERCHE  
PRÉLIMINAIRE**

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

N° d'enregistrement  
national

FA 638585  
FR 0310360

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	<p>JAEYOUNG KWAK ET AL: "A blind space-time adaptive multiuser detector for DS-CDMA communication systems" COMMUNICATIONS, 1998. ICC 98. CONFERENCE RECORD. 1998 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ATLANTA, GA, USA 7-11 JUNE 1998, NEW YORK, NY, USA, IEEE, US, 7 juin 1998 (1998-06-07), pages 1069-1073, XP010284711 ISBN: 0-7803-4788-9 * page 1069, colonne de droite, ligne 2 - ligne 14 * * page 1070, colonne de droite, ligne 18 - ligne 34 * * figure 1 *</p> <p style="text-align: center;">---</p>	1,11	<p>DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (Int.CL.7)</p>
A	<p>HAYOUNG YANG ET AL: "Performance of space-time trellis codes in frequency selective wcdma systems" VTC 2002-FALL. 2002 IEEE 56TH. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE PROCEEDINGS. VANCOUVER, CANADA, SEPT. 24 - 28, 2002, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 OF 4. CONF. 56, 24 septembre 2002 (2002-09-24), pages 233-237, XP010608552 ISBN: 0-7803-7467-3 * page 236, colonne de gauche, ligne 8 - colonne de droite, ligne 21 * * figure 2 *</p> <p style="text-align: center;">-----</p>	1,11	
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
27 avril 2004		Papantoniou, A	
<p>CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS</p> <p>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</p>		<p>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 ..... &amp; : membre de la même famille, document correspondant</p>	

1

EPO FORM 1503 12.99 (P04C14)

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE  
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 0310360 FA 638585**

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche préliminaire visé ci-dessus.

Les dits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du 27-04-2004

Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets, ni de l'Administration française

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
EP 1133071 A	12-09-2001	EP 1133071 A2	12-09-2001
		JP 2000315966 A	14-11-2000
-----			