

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 09.12.99.

30 Priorité : 14.09.99 FR 09911689.

43 Date de mise à la disposition du public de la  
demande : 07.09.01 Bulletin 01/36.

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) : INSTITUT NATIONAL DES SCIEN-  
CES APPLIQUEES DE RENNES(INSA) Etablissement  
public — FR.

72 Inventeur(s) : HELARD JEAN FRANCOIS et BAU-  
DAIS JEAN YVES.

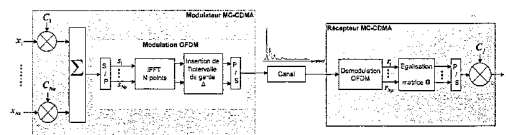
73 Titulaire(s) :

74 Mandataire(s) : CABINET PATRICE VIDON.

54 PROCEDE D'EGALISATION DANS DES RECEPTEURS UTILISANT UNE COMBINAISON DES TECHNIQUES  
DE MODULATIONS A PORTEUSES MULTIPLES ET A ACCES MULTIPLE PAR REPARTITION DE CODES.

57 Procédé de réception d'un signal mettant en oeuvre  
une modulation à porteuses multiples et à accès multiple  
par répartition de codes, du type comprenant une étape de  
démodulation par application d'une transformation mathé-  
matique du domaine temporel vers le domaine fréquentiel,  
une étape d'égalisation du signal transformé et une étape  
de désétalement du signal égalisé.

L'égalisation prend en compte, pour chacune des compo-  
santes du signal transformé, des perturbations affectant  
la porteuse portant la composante et au moins une autres  
des porteuses.



**PROCEDE D'EGALISATION DANS DES RECEPTEURS UTILISANT  
UNE COMBINAISON DES TECHNIQUES DE MODULATIONS A  
5 PORTEUSES MULTIPLES ET A ACCES MULTIPLE PAR  
REPARTITION DE CODES.**

**1. Domaine général de l'invention**

Le domaine de l'invention est celui de la transmission, et plus précisément  
de la réception, de signaux numériques multiporteuses. L'invention concerne  
10 essentiellement l'égalisation, ou la détection, dans des récepteurs de signaux  
reposant sur une combinaison des techniques de modulations à porteuses  
multiples et à accès multiple par répartition de codes.

Le développement et la mise au point de techniques permettant le transfert  
de données multimédia à haut débit pour un grand nombre d'utilisateurs  
15 simultanément est primordial pour les générations futures de communications  
hertziennes. On cherche donc à développer de nouvelles techniques de  
transmissions hertziennes permettant de satisfaire toujours mieux aux contraintes  
d'efficacité spectrale liées à la pénurie du spectre et au nombre croissant  
d'utilisateurs.

20 Une approche connue consiste à rechercher une combinaison optimale des  
techniques de modulations à porteuses multiples à grande efficacité spectrale (de  
type OFDM) et des techniques d'Accès Multiples par Répartition de Codes (de  
type AMRC). Ces nouvelles techniques pourront par exemple s'appliquer aux  
systèmes de radiocommunications mobiles (de type UMTS et post UMTS) ou aux  
25 systèmes de communications à l'intérieur ou à l'extérieur des bâtiments pour en  
augmenter la robustesse et la capacité de transmission.

**2. Etat de l'art**

**2.1 Contexte scientifique**

Depuis 1993, quelques contributions proposant une combinaison des techniques  
30 de modulations à porteuses multiples et à étalement de spectre ont été publiées

par quelques équipes internationales [S. Hara, R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA" (IEEE Communications Magazine, décembre 1997, pp 126-133).]. Ainsi, il existe trois familles de systèmes de transmission connues à ce jour combinant les techniques OFDM et AMRC :

- 5           - l'AMRC multiporteuses ou MC-CDMA (Multi-Carrier CDMA),  
              l'AMRC multipilotes ou MT-CDMA (Multi-Tone CDMA) et
- l'AMRC multiporteuses à séquence directe ou MC-DS-CDMA  
              (Multi-Carrier Direct-Sequence CDMA).

Elles se distinguent par la manière dont elles combinent les fonctions OFDM et  
10           AMRC, par leur technique d'étalement ou d'accès multiples et par leur répartition fréquentielle.

L'invention proposée s'applique notamment, mais non exclusivement, à la première de ces familles, l'AMRC multiporteuses ou MC-CDMA.

## 2.2 Description d'un système MC-CDMA

15           Dans le modulateur MC-CDMA représenté sur la figure 1, et connu en lui-même, le flux de données est tout d'abord étalé dans le domaine fréquentiel en utilisant un code d'étalement, puis transmis sur les différentes sous-porteuses du multiplex OFDM. Une fraction de chaque donnée d'origine, correspondant à un "chip" du code d'étalement de longueur  $L_c$ , est ainsi transmise par chacune des  $N_p$   
20           sous-porteuses.

Ainsi chaque symbole  $x_j^n$  affecté à l'utilisateur  $j$  (avec  $j = 1, \dots, N_u$ ) et transmis durant l'intervalle  $n$ , est multiplié par son code d'étalement spécifique  $C_j = [c_j^1, c_j^2, \dots, c_j^{L_c}]^T$  de longueur  $L_c$ , où  $[ ]^T$  signifie vecteur transposé.

Le vecteur des symboles transmis durant le  $n^{ème}$  symbole MC-CDMA par tous  
25           les utilisateurs peut s'écrire  $X^n = [x_1^n, x_2^n, \dots, x_j^n, \dots, x_{L_c}^n]^T$  avec  $x_j^n = 0$  quand l'utilisateur  $j$  n'est pas actif. La matrice des codes  $C$  est alors égale à :

$$C = \begin{bmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \dots & c_{L_c}^1 \\ c_1^2 & c_2^2 & \dots & c_{L_c}^2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ c_1^{L_c} & c_2^{L_c} & \dots & c_{L_c}^{L_c} \end{bmatrix} \quad (1)$$

où le  $j^{\text{ème}}$  vecteur colonne de  $C$  correspond au code d'étalement  $C_j$  de l'utilisateur  $j$ .

Dans le cas d'une liaison descendante où les différents signaux s'adressant aux différents utilisateurs sont émis de façon synchrone, les codes utilisés sont généralement choisis orthogonaux, ce qui permet d'obtenir en réception une meilleure réjection des interférences entre utilisateurs.

Ainsi, avec des codes de Walsh-Hadamard, le nombre maximal d'utilisateurs est égal au nombre de chips par code. Généralement, le nombre  $L_c$  de chips du code d'étalement est choisi égal au nombre  $N_p$  de sous-porteuses mais des variantes sont possibles pour mieux dimensionner le signal généré vis-à-vis des conditions de transmission (canal, aspect cellulaire,...).

## 2.3 Les techniques de détection

### 2.3.1 Les techniques "traditionnelles" d'égalisation linéaire

Dans un récepteur MC-CDMA, le désétalement est réalisé dans le domaine fréquentiel après l'opération de Transformée de Fourier Directe mise en œuvre dans le démodulateur OFDM comme cela est illustré en figure en figure 1.

L'utilisation de codes orthogonaux, tels que les codes de Walsh-Hadamard dans le cas d'un système synchrone, garantit dans un canal gaussien, l'absence d'interférences d'accès multiple. En revanche, lors d'une transmission dans un canal sélectif en fréquence, l'orthogonalité entre les codes est détruite ce qui crée des interférences entre utilisateurs.

Dans l'hypothèse où la durée de l'intervalle de garde est plus longue que l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal, et que celui-ci varie lentement par rapport à la durée du symbole, l'effet du canal sur la  $k^{\text{ème}}$  sous-porteuse peut être approximé sur toute la durée symbole par une composante complexe notée  $h_k = \rho_k e^{i\theta_k}$ .

Dans ce cas, la matrice du canal est diagonale et égale à :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & h_2 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & h_{N_p} \end{bmatrix} \quad (2)$$

En notant  $\mathbf{N} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_p}]^T$  le vecteur représentant les termes de bruit et  $n_k$  le terme de bruit affectant la  $k^{\text{ème}}$  sous-porteuse de variance  $\sigma_N^2 = E\{|n_k|^2\}$ ,  $k = 1, \dots, N_p$ . Le vecteur reçu est alors :

$$\mathbf{R} = [r_1, r_2, \dots, r_{N_p}]^T = \mathbf{H.C.X} + \mathbf{N} \quad (3)$$

La matrice  $\mathbf{G}$  de dimension  $N_p \times N_p$  est la matrice des coefficients d'égalisation.

Les techniques de détection mono-utilisateur consistent à détecter le signal utile sans prendre en compte l'interférence entre utilisateurs. Après l'opération de Transformée de Fourier Directe, le signal reçu est égalisé dans le domaine fréquentiel en multipliant chaque symbole reçu par un coefficient  $g_k$  propre à chaque sous-porteuse, dans le but de compenser l'atténuation  $\rho_k$  et le déphasage  $\theta_k$  introduits par le canal à la fréquence considérée.

Les différentes méthodes de détection sont les suivantes (liste non exhaustive) :

- "Maximum Ratio Combining" (MRC) : la méthode MRC est optimale vis à vis du taux d'erreurs dans le cas où un seul utilisateur est actif. Elle consiste à multiplier chaque symbole par la réponse complexe conjuguée du canal :

$$g_k = h_k^* \quad (4)$$

- "Equal Gain Combining" (EGC) : la technique de détection EGC corrige uniquement la distorsion de phase du canal :

$$g_k = h_k^* / |h_k| \quad (5)$$

- "Orthogonality Restoring Combining" (ORC) ou "Zero Forcing" (ZF) : la technique ORC permet d'éliminer intégralement l'interférence entre utilisateurs en restituant l'orthogonalité entre les différents codes

d'étalement. Dans ce cas, les coefficients sont égaux à :

$$g_k = 1/h_k \quad (6)$$

Cependant, le principal inconvénient de cette méthode est que, pour les faibles amplitudes de  $h_k$ , la multiplication par une fonction inverse du canal se traduit par une forte amplification du bruit, ce qui dégrade rapidement le taux d'erreurs.

- "Controlled equalization" (CE) ou "Threshold ORC" (TORC) : la technique CE consiste à multiplier le signal reçu par la fonction inverse du canal uniquement lorsque le module  $|h_k|$  de la réponse fréquentielle du canal pour la porteuse considérée dépasse un certain seuil. Une amélioration de ce procédé peut être obtenue en appliquant l'EGC pour les porteuses ayant été fortement atténuées, ce qui permet de compenser la distorsion de phase du canal pour les sous-porteuses considérées.

### 2.3.2 La technique classique de détection selon le critère du minimum de l'Erreur Quadratique Moyenne ("Minimum Mean Square Error" ou MMSE)

L'égalisation classiquement proposée en MC-CDMA selon le critère MMSE a pour but de minimiser indépendamment sur chaque porteuse  $k$  la valeur quadratique moyenne de l'erreur  $\varepsilon_k$  entre le signal transmis  $s_k$  et son estimation  $\hat{s}_k = g_k \cdot r_k$  générée en sortie de l'égaliseur :

$$J = E \left\{ |\varepsilon_k|^2 \right\} = E \left\{ |s_k - g_k r_k|^2 \right\} \quad (7)$$

Lorsque le nombre d'utilisateurs est égal à la longueur  $L_c$  du code, les coefficients de l'égaliseur selon le critère de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne sont égaux à :

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + 1/\gamma_k} \quad (8)$$

où  $\gamma_k$  est le rapport signal à bruit pour la sous-porteuse  $k$ . Lorsque le nombre d'utilisateurs  $N_u$  est inférieur à la longueur  $L_c$  du code, les coefficients de l'égaliseur selon le critère de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne sont égaux à :

5

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + \frac{L_c}{N_u} \cdot \frac{1}{\gamma_x}} \quad (9)$$

où  $\gamma_x$  est le rapport signal à bruit du symbole transmis  $x$ .

Cela est notamment détaillé dans le document de S. Kaiser, "Analytical performance evaluation of OFDM-CDMA mobile radio systems", (Proceedings First European Personal and Mobile Communications Conference (EPMCC'95), Bologna, Italy, novembre 1995, p 215-220).

De la même façon que dans le cas des autres techniques de détection, la fonction d'égalisation est donc effectuée sur chaque sous-porteuse indépendamment en multipliant dans le domaine fréquentiel chacun des  $N_p$  symboles générés en sortie de la FFT par un seul coefficient  $g_k$  propre à chaque sous-porteuse.

### 3. Objectif de l'invention

L'invention a notamment pour objectif de proposer une nouvelle technique d'égalisation, ou de détection, qui soit plus efficace que les techniques connues présentées ci-dessus en MC-CDMA, en particulier lorsque le système ne fonctionne pas à pleine charge, c'est-à-dire lorsque le nombre d'utilisateurs est inférieur à la longueur  $L_c$  du code d'étalement

### 4. Présentation de l'invention

Cet objectif, ainsi que d'autres qui apparaîtront plus clairement par la suite, sont atteints à l'aide d'un procédé de réception d'un signal mettant en œuvre une modulation à porteuses multiples et à accès multiples par répartition de codes, du type comprenant une étape de démodulation par application d'une transformation mathématique du domaine temporel vers le domaine fréquentiel, une étape d'égalisation (ou de détection) du signal transformé et une étape de désétalement

du signal traité.

Selon l'invention, ladite étape d'égalisation tient compte, pour chacune des composantes dudit signal transformé, des perturbations affectant la porteuse portant ladite composante et au moins une autre desdites porteuses.

5 Ainsi, l'égalisation est effectuée selon une approche différente des techniques connues, qui reposent simplement sur l'application d'un coefficient multiplicateur sur chaque composante. Selon l'invention, on tient compte de l'ensemble des perturbations du canal de transmission, ou à tout le moins des perturbations dues à certaines de ces porteuses. On vérifie que cette technique permet d'obtenir de  
10 meilleurs résultats, notamment lorsque le système ne fonctionne pas à pleine charge.

De façon avantageuse, ladite étape d'égalisation met en œuvre une matrice d'égalisation portant des coefficients d'égalisation du canal de transmission, au moins certains des coefficients autres que les coefficients de la diagonale de la  
15 matrice étant parfois non nuls.

Il est ainsi aisé de mettre en œuvre la technique de l'invention, dans les récepteurs.

Avantageusement, les coefficients de ladite matrice de pondération sont déterminés selon la technique du filtrage de Wiener.

20 Cette matrice de pondération peut ainsi s'écrire :

$$G = H^* \left( H.C.A.C^T.H^* + \frac{\sigma_N^2}{E_s}.I \right)^{-1} \quad (14)$$

avec : H : matrice représentative du canal de transmission ;

C : matrice des codes d'étalement ;

A = {a<sub>jj</sub>} : matrice diagonale avec a<sub>jj</sub> non nul si l'utilisateur j est actif ;

25  $\sigma_N^2$  : variance du bruit affectant chaque sous-porteuse ;

E<sub>s</sub> = E {x<sub>j</sub><sup>2</sup>} : puissance des signaux reçus ;

I : matrice identité.

Lorsque  $\sigma_N^2/E_s$  tend vers 0, il peut arriver que cette matrice ne soit pas inversible. Pour pallier ce problème, on peut prévoir que la quantité estimée  $\sigma_N^2/E_s$

inversible. Pour pallier ce problème, on peut prévoir que la quantité estimée  $\sigma_N^2/E_s$  soit comparée à une valeur seuil, et remplacée par ladite valeur seuil lorsqu'elle est inférieure à cette dernière.

5           Avantageusement, on peut également prévoir que, lorsque la quantité estimée  $\sigma_N^2/E_s$  est inférieure à une valeur seuil, on met en œuvre une technique de détection alternative, telle que la technique dite ORC.

          Une autre solution avantageuse à ce problème consiste à déterminer ladite matrice de pondération à l'aide d'un processus itératif mettant en œuvre un algorithme du gradient.

10           Lorsque le procédé de réception met en œuvre une technique de détection multi-utilisateurs non linéaire d'annulation de type parallèle et/ou série, (les différents codes d'étalement des multiples utilisateurs étant connus du récepteur), la même technique d'égalisation est avantageusement utilisée dans une étape d'annulation de l'interférence d'accès multiples, due aux autres utilisateurs.

15           Dans ce cas, ladite étape d'annulation peut être itérative, et comprendre au moins deux étages d'égalisation successifs.

          Le procédé de l'invention peut donc comprendre les étapes suivantes :

- une étape initiale délivrant une estimation de l'interférence multi-utilisateur ;
- 20           -           une étape de soustraction de ladite estimation de l'interférence multi-utilisateur au signal reçu ;
- une étape d'égalisation sur le signal corrigé ainsi obtenu.

          L'invention concerne également le procédé d'égalisation mis en œuvre dans le procédé de réception décrit ci-dessus, ainsi que les dispositifs de réception mettant  
25           en œuvre ces procédés.

## **5. Liste des figures**

          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  
30           limitatif, et des dessins annexés, parmi lesquels :

- la figure 1 présente un synoptique général d'une chaîne de transmission et de réception MC-CDMA, de type connu ;
- la figure 2 illustre un synoptique général d'une chaîne de transmission et de réception MC-CDMA selon l'invention ;
- 5 - la figure 3 est une comparaison des performances de différentes techniques de détection linéaire ;
- la figure 4 présente un synoptique général d'un récepteur MC-CDMA multi-utilisateur non-linéaire à annulation d'interférences parallèle.

## 6. Description d'un mode de réalisation préférentiel

### 6.1 La nouvelle technique de détection proposée (le MMSE matriciel)

Cette nouvelle technique de détection a donc pour but de minimiser l'erreur quadratique moyenne globalement sur l'ensemble du signal reçu. Si on appelle  $\mathbf{W}_j = [w_j^0, w_j^1, \dots, w_j^{Np}]$  le vecteur de pondération optimal, le symbole restitué au  $j^{\text{ème}}$  utilisateur peut s'écrire :

$$\hat{x}_j = \mathbf{W}_j^T \cdot \mathbf{R} = \mathbf{C}_j^T \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{R} \quad (10)$$

Selon le filtrage de Wiener, le vecteur de pondération optimal est égal à :

$$\mathbf{W}_j = \Gamma_{R,R}^{-1} \cdot \Gamma_{R,x_j} \quad (11)$$

où  $\Gamma_{R,R}$  est la matrice d'autocorrélation du vecteur  $\mathbf{R}$  reçu et  $\Gamma_{R,x_j}$  est le vecteur d'intercorrélation entre le symbole,  $x_j$  et le vecteur du signal reçu,  $\mathbf{R}$ . Ces quantités sont égales à :

$$\begin{aligned} \Gamma_{R,R} &= E\{\mathbf{R}^* \cdot \mathbf{R}^T\} = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{C} \cdot E\{\mathbf{X}^* \cdot \mathbf{X}^T\} \cdot \mathbf{C}^T \cdot \mathbf{H} + E\{\mathbf{N}^* \cdot \mathbf{N}^T\} \\ \Gamma_{R,x_j} &= E\{\mathbf{R}^* \cdot x_j\} = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{C} \cdot E\{\mathbf{X}^* \cdot x_j\} \end{aligned} \quad (12)$$

où (\*) signifie complexe conjugué. Le vecteur de pondération optimal est alors égal à :

$$\mathbf{W}_j^T = E\{x_j \cdot \mathbf{X}^{*T}\} \cdot \mathbf{C}^T \cdot \mathbf{H}^* \cdot (\mathbf{H} \cdot \mathbf{C} \cdot E\{\mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^{*T}\} \cdot \mathbf{C}^T \cdot \mathbf{H}^* + E\{\mathbf{N} \cdot \mathbf{N}^{*T}\})^{-1} \quad (13)$$

Si les différents bruits affectant les sous-porteuses ont la même variance et sont

indépendants, alors  $E\{N.N^{*T}\} = \sigma_N^2.I$  où  $I$  est la matrice identité. Si les différents signaux des utilisateurs ont la même puissance ( $E\{x_j^2\} = E_s$ ) et sont indépendants, on peut écrire que  $E\{X.X^{*T}\} = E_s.A$ , où  $A = \{a_{ij}\}$  est une matrice diagonale avec  $a_{jj} = 1$  si l'utilisateur  $j$  est actif et  $a_{jj} = 0$  si l'utilisateur  $j$  est inactif. La matrice des coefficients d'égalisation est alors égale à :

$$G = H^* \cdot \left( H.C.A.C^T.H^* + \frac{\sigma_N^2}{E_s}.I \right)^{-1} \quad (14)$$

Bien sûr, les conditions citées dans le paragraphe précédent sur la variance et l'indépendance des bruits affectant les différentes sous-porteuses d'une part et sur la puissance des signaux ne sont absolument pas nécessaires pour valider l'approche.

Dans le cas de la pleine charge ( $N_u = L_c$ ), et lorsqu'on utilise des codes orthogonaux comme les codes de Walsh-Hadamard, la quantité  $C.A.C^T$  est égale à la matrice identité et la matrice  $G$  des coefficients d'égalisation est alors une matrice diagonale avec le coefficient d'égalisation de la  $k^{ème}$  sous-porteuse égal à l'expression (8) donnée dans le paragraphe précédent. On rappelle que, dans l'exemple présenté, les puissances de réception sont les mêmes pour tous les utilisateurs.

En revanche, dans tous les cas où  $N_u < L_c$ , la quantité  $C.A.C^T$  n'est pas une matrice identité et la matrice  $G$  des coefficients d'égalisation n'est pas une matrice diagonale. Le récepteur proposé est alors conforme au schéma de la figure 2.

Si la puissance de réception des signaux des différents utilisateurs n'est pas la même pour tous ces utilisateurs, la nouvelle approche reste optimale vis-à-vis du critère MMSE. Le calcul conduit dans ce cas à une matrice  $A$ , toujours diagonale si les utilisateurs sont indépendants, mais pour un utilisateur  $j$  actif,  $a_{jj}$  peut être différent de 1.

Contrairement à l'approche de l'invention, la technique classique selon le critère du MMSE conduit à une équation (8) non optimale dans les cas de non pleine charge, et même dans le cas de pleine charge cette approche n'est pas

optimale vis-à-vis du critère MMSE si la puissance des différents utilisateurs n'est pas identique.

La matrice  $\mathbf{G}$  est une matrice de dimension  $N_p \times N_p$ . La méthode proposée consiste donc non pas à multiplier chaque symbole généré en sortie de la FFT par un coefficient propre à chaque sous-porteuse, mais à traiter le vecteur signal  $\mathbf{R}$  dans sa globalité conformément au calcul précédent en le multipliant par la matrice  $\mathbf{G}$ .

Cette nouvelle technique de détection nécessite la connaissance des différents codes d'étalement des multiples utilisateurs, et à ce titre, elle peut être classée parmi les techniques de détection multi-utilisateurs de type linéaire.

L'application directe de l'équation (14) nécessite d'inverser la matrice correspondant au dénominateur de cette équation. Dans certains cas, en particulier lorsque la quantité  $\sigma_N^2/E_s$  tend vers zéro, ce qui est vérifié lorsque le rapport signal à bruit est très élevé, la matrice telle qu'elle est exprimée par l'équation (14) peut ne pas être inversible.

Une première possibilité pour contourner cette difficulté consiste à utiliser un dispositif de seuillage de telle façon que la quantité estimée  $\sigma_N^2/E_s$  soit bornée et donc égale au minimum à une valeur qui est optimisée en prenant en compte les paramètres précis du système considéré. Dans ce cas, la matrice est toujours inversible.

Une seconde possibilité pour contourner cette difficulté consiste à utiliser, lorsque la quantité estimée  $\sigma_N^2/E_s$  tend vers zéro, une autre technique de détection comme par exemple la méthode "Orthogonality Restoring Combining" (ORC) présentée dans le paragraphe 2.3.1.

Par ailleurs, une alternative à l'inversion de matrice pour la mise en œuvre de la nouvelle technique de détection proposée, appelée MMSE matriciel, est d'utiliser un processus itératif, s'appuyant sur un algorithme du gradient comme le LMS (Least Mean Square) par exemple. Dans ce cas, la minimisation de l'erreur quadratique moyenne selon le filtrage de Wiener, permet d'obtenir après plusieurs itérations les coefficients optimaux de la matrice d'égalisation  $\mathbf{G}$  donnés par

l'équation (14).

## 6.2 Application aux techniques de détection non linéaire à annulation d'interférences

Il existe principalement trois grandes catégories de détecteurs multi-utilisateurs : les détecteurs à maximum de vraisemblance (Maximum Likelihood Detectors MLD), les détecteurs linéaires comme le détecteur proposé ci-dessus, et les détecteurs non linéaires à annulation d'interférences. Dans ce paragraphe, on s'intéresse plus particulièrement à cette troisième catégorie. Les détecteurs à annulation d'interférence de type parallèle tels qu'illustrés en figure 4, de même que les détecteurs à annulation d'interférences de type série cherchent à estimer l'interférence due aux autres signaux afin de retrancher cette interférence multi-utilisateur au signal reçu. Ce procédé peut être mis en œuvre de façon itérative, à l'aide de plusieurs étages de détection successifs. Différentes techniques de détection mono-utilisateur peuvent ainsi être combinées dans les différents étages. Le nouveau procédé proposé pour la mise en œuvre de l'algorithme de détection MMSE peut, lui aussi, être choisi à chaque étage d'un détecteur multi-utilisateur à annulation d'interférences. Dans ce cas, la matrice  $A$  de l'équation (14) doit être optimisée de façon spécifique à chaque étage. Il devient ainsi possible de combiner des détecteurs multi-utilisateurs linéaires et non linéaires.

A titre d'exemple, la figure 4 présente le schéma de principe d'un détecteur à annulation d'interférences de type parallèle à deux étages mettant en œuvre la nouvelle technique de détection proposée. Dans l'étage initial, les symboles des  $K_U - 1$  autres utilisateurs actifs sont détectés en parallèle en mettant en œuvre le nouvel algorithme MMSE matriciel (matrice d'égalisation  $G1$ ). Il est ainsi possible, après désétalement, "demapping" ( $CBS^{-1}$ ), prise de décision, "mapping" (Codage Binaire à Signal – CBS), étalement et multiplication par la matrice  $H$  des coefficients du canal, d'obtenir une estimation de l'interférence multi-utilisateur qui est alors soustraite au signal reçu. Le deuxième étage effectue ensuite la détection finale en utilisant à nouveau le nouvel algorithme MMSE matriciel (matrice d'égalisation  $G2$ ).

### 6.3 Exemple de résultats

Les résultats présentés sont obtenus avec des processus de Rayleigh indépendants et de même puissance sur chaque sous-porteuse, le canal étant considéré non sélectif en fréquence sur chacune de ces sous-porteuses. Le bruit blanc additif gaussien est aussi généré par des processus de même puissance et indépendants pour chaque sous-porteuse. Les codes utilisés sont de Walsh-Hadamard et le codage binaire à signal est celui d'une MDP4.

La figure 3 présente les performances de différentes techniques de détection mono-utilisateurs avec  $L_c = N_p = 64$  en prenant en compte l'efficacité spectrale en fonction du rapport  $E_b/N_0$  nécessaire pour obtenir un  $TEB = 10^{-3}$ . L'efficacité spectrale maximum est égale à 2 bit/s/Hz, correspondant à un système à pleine charge ( $N_u = L_c = N_p$ ), car les pertes dues à l'intervalle de garde, la synchronisation et l'estimation de canal (porteuses pilotes par exemple) ne sont pas prises en compte.

La courbe (b) donne les performances du système MMSE traditionnel avec les coefficients d'égalisation optimisés indépendamment sur chaque sous-porteuse conformément à l'expression (9) à raison d'un coefficient par sous-porteuse. La courbe (a) correspond aux performances du nouveau système MMSE utilisant l'approche matricielle avec les coefficients de la matrice d'égalisation donnés par l'expression (14). A pleine charge ( $N_u = 64$ ), les performances des deux systèmes MMSE sont identiques. En revanche, lorsque le système n'est pas à pleine charge ( $N_u < 64$ ), le nouveau système MMSE matriciel offre un gain d'environ 2 dB pour  $N_u = 32$  et 16, ce qui correspond à une efficacité spectrale respectivement égale à 1 et 0.5 bit/s/Hz.

## REVENDEICATIONS

1. Procédé de réception d'un signal mettant en œuvre une modulation à porteuses multiples et à accès multiple par répartition de codes, du type comprenant une étape de démodulation par application d'une transformation mathématique du domaine temporel vers le domaine fréquentiel, une étape d'égalisation du signal transformé et une étape de désétalement du signal égalisé,

caractérisé en ce que ladite étape d'égalisation tient compte, pour chacune des composantes dudit signal transformé, des perturbations affectant la porteuse portant ladite composante et au moins une autre desdites porteuses.

2. Procédé de réception selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite étape d'égalisation met en œuvre une matrice d'égalisation portant des coefficients d'égalisation représentatifs du canal de transmission, au moins certains des coefficients autres que les coefficients de la diagonale de la matrice étant parfois non nuls.

3. Procédé de réception selon la revendication 2, caractérisé en ce que les coefficients de ladite matrice de pondération sont déterminés selon la technique du filtrage de Wiener.

4. Procédé de réception selon la revendication 3, caractérisé en ce que ladite matrice de pondération s'écrit :

$$G = H^* \cdot \left( H \cdot C \cdot A \cdot C^T \cdot H^* + \frac{\sigma_N^2}{E_s} \cdot I \right)^{-1} \quad (14)$$

avec : H : matrice représentative du canal de transmission ;

C : matrice des codes d'étalement ;

A = {a<sub>jj</sub>} : matrice diagonale avec a<sub>jj</sub> non nul si l'utilisateur j est actif ;

σ<sub>N</sub><sup>2</sup> : variance du bruit affectant chaque sous-porteuse ;

E<sub>s</sub> : puissance moyenne des signaux reçus ;

I : matrice identité.

5. Procédé de réception selon la revendication 4, caractérisé en ce que la quantité estimée σ<sub>N</sub><sup>2</sup>/E<sub>s</sub> est comparée à une valeur seuil, et remplacée par ladite

valeur seuil lorsqu'elle est inférieure à cette dernière.

**6.** Procédé de réception selon la revendication 4, caractérisé en ce que l'on met en œuvre une méthode de détection alternative lorsque la quantité estimée  $\sigma_N^2/E_s$  est inférieure à une valeur seuil prédéterminée.

5 **7.** Procédé de réception selon l'une quelconque des revendications 3 à 5, caractérisé en ce que ladite matrice de pondération est déterminée à l'aide d'un processus itératif mettant en œuvre un algorithme du gradient.

**8.** Procédé de réception selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, du type mettant en œuvre une technique de détection multi-utilisateurs, selon laquelle  
10 les différents codes d'étalement des multiples utilisateurs sont connus du récepteur, caractérisé en ce que la même technique d'égalisation est également utilisée dans une étape d'annulation d'interférences d'accès multiples.

**9.** Procédé de réception selon la revendication 8, caractérisé en ce que ladite  
15 étape d'annulation d'interférences est itérative, et comprend au moins deux étages d'égalisation successifs.

**10.** Procédé de réception selon l'une quelconque des revendications 8 et 9, caractérisé en ce qu'il met en œuvre :

- une étape initiale délivrant une estimation de l'interférence multi-  
20 utilisateur ;
- une étape de soustraction de ladite estimation de l'interférence multi-utilisateur au signal reçu ;
- une étape d'égalisation sur le signal corrigé ainsi obtenu.

**11.** Procédé d'égalisation mis en œuvre dans le procédé de réception selon  
25 l'une quelconque des revendications 1 à 10.

**12.** Dispositif de réception mettant en œuvre le procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 11.

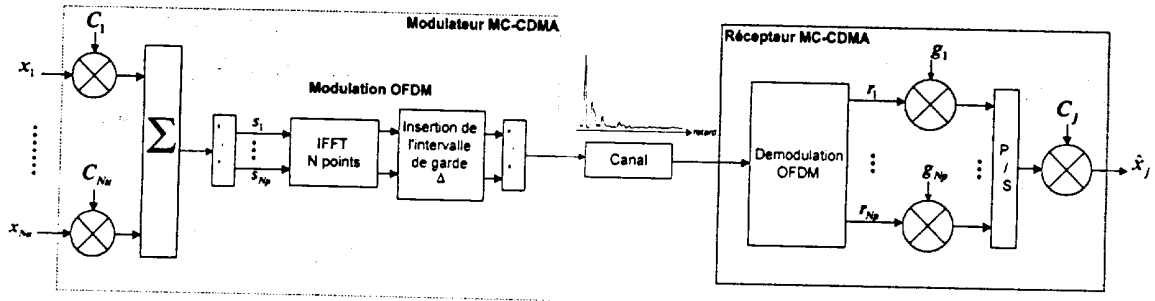


Fig.1

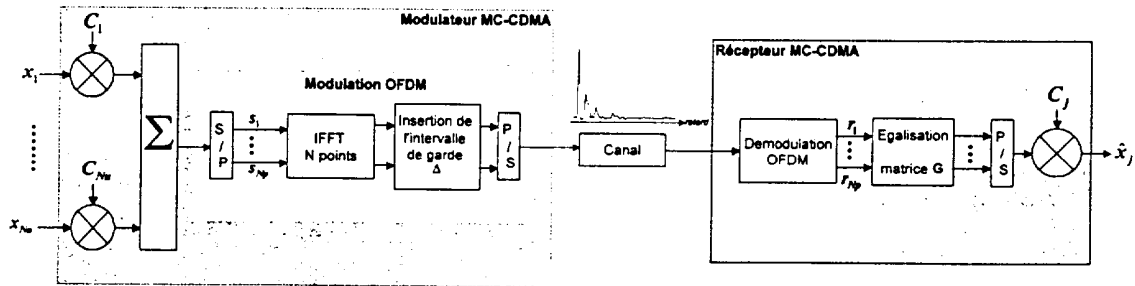


Fig.2

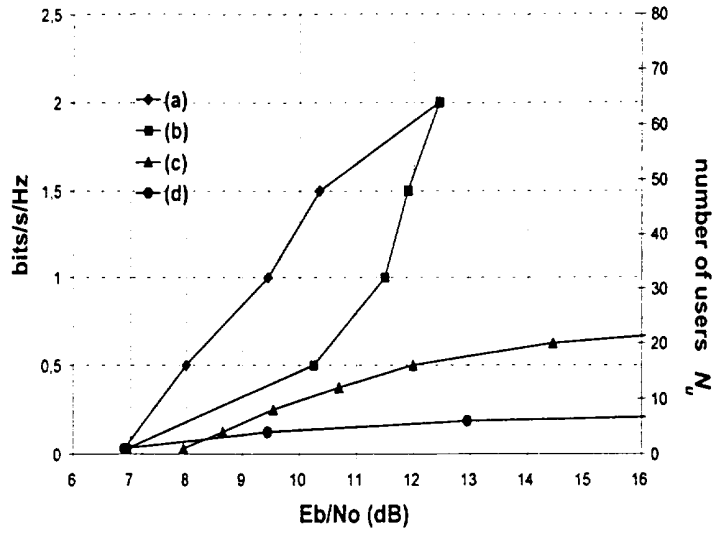


Fig.3

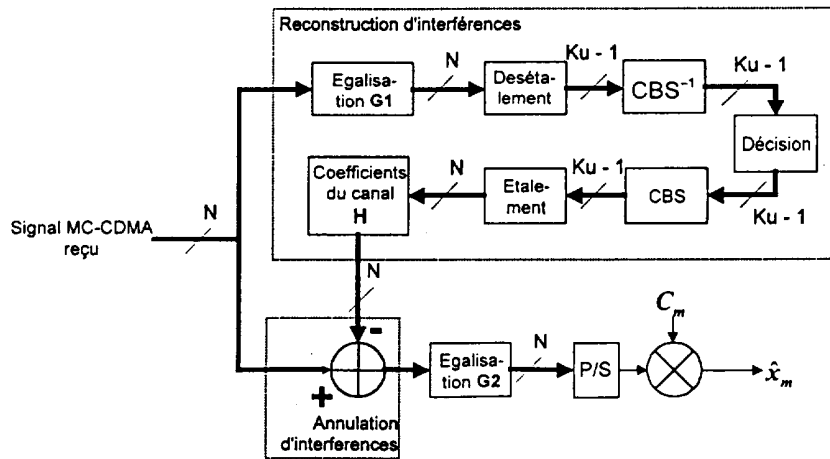


Fig.4

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
X	SANADA T ET AL: "A MULTIUSER INTERFERENCE CANCELLATION TECHNIQUE UTILIZING CONVOLUTIONAL CODES AND OTHOGONAL MULTICARRIER MODULATION FOR WIRELESS INDOOR COMMUNICATIONS" IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, vol. 14, no. 8, octobre 1996 (1996-10), pages 1500-1509, XP000635677 New York, ÉTATS-UNIS ISSN: 0733-8716	1-4,7-12
A	* page 1504, colonne de gauche, avant-dernier alinéa * ---	5,6
X	STIRLING-GALLACHER R A ET AL: "PERFORMANCE OF A OFDM-CDMA SYSTEM WITH ORTHOGONAL CONVOLUTIONAL CODING AND INTERFERENCE CANCELLATION" IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, vol. 2, 4 mai 1997 (1997-05-04), pages 860-864, XP000736730 New York, ÉTATS-UNIS ISBN: 0-7803-3660-7	1-4,7-12
A	* chapitre III, alinéa "Interference Cancellor" * * figure 2 * * figure 5 * --- -/--	5,6
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.7)
		H04L H04B
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
7 juin 2000		Orozco Roura, C
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES		
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général 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		

1  
EPO FORM 1503 03.82 (P04C13)

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
X	JEON W G ET AL: "AN EQUALIZATION TECHNIQUE FOR OFDM AND MC-CDMA IN A TIME-VARYING MULTIPATH FADING CHANNELS" IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH, AND SIGNAL PROCESSING, vol. 3, 21 avril 1997 (1997-04-21), pages 2529-2532, XP002139567 Los Alamitos, ÉTATS-UNIS	1-3,11, 12
A	* chapitre 3 *	4-10
X	WIEL VAN DE O ET AL: "A COMPARISON OF BIDIMENSIONAL RLS AND LMS EQUALIZERS FOR OFDM/DS TRANSMISSION IN AN INDOOR ENVIRONMENT" PROCEEDINGS OF THE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE (GLOBECOM), IEEE, 28 novembre 1994 (1994-11-28), pages 71-75, XP002032238 New York, ÉTATS-UNIS ISBN: 0-7803-1821-8	1-3,11, 12
A	* page 72, colonne de gauche, dernier alinéa - page 73, colonne de gauche, premier alinéa *	4-10
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.Cl.7)
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
7 juin 2000		Orozco Roura, C
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES		
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général 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		

1

EPO FORM 1503 03.82 (P4/C13)