

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
**INSTITUT NATIONAL  
 DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE**  
 PARIS

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

**2 862 173**

②1 N° d'enregistrement national : **03 13125**

⑤1 Int Cl<sup>7</sup> : H 04 L 25/03

⑫

**DEMANDE DE BREVET D'INVENTION**

**A1**

②2 Date de dépôt : 07.11.03.

③0 Priorité :

④3 Date de mise à la disposition du public de la demande : 13.05.05 Bulletin 05/19.

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) : *THALES Société anonyme* — FR.

⑦2 Inventeur(s) : FERREOL ANNE, ALBERA LAURENT et CASTAING JOSEPHINE.

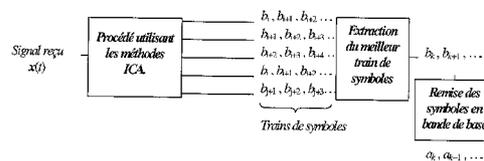
⑦3 Titulaire(s) :

⑦4 Mandataire(s) : THALES "INTELLECTUAL PROPERTY".

⑤4 **PROCEDE DE DEMODULATION AVEUGLE AUX ORDRES SUPERIEURS D'UN EMETTEUR DE FORME D'ONDE LINEAIRE.**

⑤7 Procédé de démodulation aveugle d'une source ou émetteur de forme d'onde linéaire dans un système comportant une ou plusieurs sources et un réseau de capteurs et un canal de propagation. Le procédé comporte au moins les étapes suivantes:

- déterminer le temps symbole T et échantillonner à Te tel que  $T = lTe$  (l entier),
- à partir des observations  $x(kTe)$ , construire une observation spatio-temporelle  $z(t)$  dont les sources mélangées sont des trains de symbole de l'émetteur,
- appliquer une méthode de type ICA sur le vecteur d'observation  $z(t)$  pour estimer les Le trains de symboles  $\{a_{m-i}\}$  associés aux vecteurs de canal  $h_{z,j} = h_z(k_j)$ ,
- ordonner les  $L_c$  sorties  $(\hat{a}_{m,j}, \hat{h}_{z,j})$  dans le même ordre que les entrées  $(a_{m-i}, h_z(i))$  afin d'obtenir les vecteurs de canal de propagation  $h_{z,j} = h_z(k_j)$
- déterminer la phase  $\alpha_{i_{max}}$  associée aux sorties



**FR 2 862 173 - A1**



5 L'objet de l'invention concerne un procédé de démodulation aveugle de signaux émis par plusieurs émetteurs et reçus par un réseau composé d'au moins un capteur.

Il s'applique par exemple pour un réseau d'antennes dans un contexte électromagnétique.

10 L'objet de l'invention concerne notamment la démodulation de signaux, c'est-à-dire l'extraction des symboles  $\{a_k\}$  émis par un émetteur modulé linéairement.

La figure 1 représente un système de traitement d'antennes  
15 comportant plusieurs émetteurs  $E_i$  et d'un système T de traitement d'antennes comportant plusieurs antennes  $R_i$  recevant des sources radio-électriques avec des angles d'incidence différents. Les angles d'incidences des sources ou émetteurs peuvent être paramétrés soit en 1D avec l'azimut  $\theta_m$  soit en 2D avec l'angle d'azimut  $\theta_m$  et l'angle d'élévation  $\Delta_m$ .

20 La figure 3 schématise un principe de modulation et démodulation des symboles  $\{a_k\}$  émis par un émetteur. Le signal se propage au travers d'un canal à multi-trajets. L'émetteur émet le symbole  $a_k$  à l'instant  $k.T$ , où  $T$  est la période symbole. La démodulation consiste à estimer et à détecter les symboles pour obtenir en sortie du démodulateur les symboles estimés  $\hat{a}_k$ .  
25 Sur cette figure, le train de symboles  $\{a_k\}$  est filtré linéairement à l'émission par un filtre d'émission  $H$  appelé également filtre de mise en forme  $h_0(t)$ .

Dans la suite de la description, on définit sous l'expression « démodulation aveugle », des techniques qui n'utilisent pas d'information a priori sur le signal émis : filtre de mise en forme, séquence d'apprentissage,  
30 etc..

Les dix dernières années ont vu le développement des techniques de démodulation aveugle SIMO, abrégé de entrée unique sorties multiples, (en abrégé anglo-saxon Single Input Multiple Output) dites à sous-espace utilisant les statistiques d'ordre 2, telles que décrites dans la référence [7].

5 Ces algorithmes présentent toutefois l'inconvénient de ne pas être robustes ni à une sous-estimation ni à une sur-estimation de l'ordre du canal de propagation : étalement temporel dépendant des multi-trajets et du filtre de mise en forme. Pour contourner ce problème, il a été proposé une technique de prédiction linéaire décrite dans la référence [11] qui présente comme

10 inconvénient d'être moins performante lorsque la longueur du canal est connue. Pour améliorer les techniques à sous-espace, la méthode décrite dans [16] propose une technique paramétrique qui nécessite malheureusement la connaissance du filtre de mise en forme.

Dans la référence [13], les auteurs proposent une technique à

15 base de covariance matching, ayant notamment l'inconvénient d'être très difficile à mettre en œuvre. C'est ainsi qu'il a été développé une technique sous-optimale décrite dans la référence [12] plus facile à mettre en œuvre en minimisant un critère de vraisemblance et supposant le caractère gaussien des symboles. Cette hypothèse n'est pas vérifiée pour les modulations

20 linéaires couramment utilisées telles que les PSK (Phase Shift Keying) ou les QAM (abréviation anglo-saxonne de Quadrature Amplitude Modulation).

Il est aussi connu dans les méthodes CMA (en abrégé anglo-saxon Constant Modulus Algorithm) d'utiliser une approche spatio-temporelle décrite par exemple dans la référence [6]. Cette famille de méthodes

25 présente toutefois l'inconvénient de n'être adaptée qu'à une classe particulière de modulations telles que les PSK qui sont à module constant. Cette méthode est itérative et a donc l'inconvénient de devoir être correctement initialisée. Pour finir, les méthodes CMA présentent le désavantage de converger moins vite que la méthode à sous-espace

30 énoncée précédemment. D'autre part, la référence [20] décrit une méthode à

sous-espace exploitant les statistiques d'ordres supérieurs pour l'identification de canaux à Réponse Impulsionnelle Finie (FIR) et à phase non minimum.

5 L'objet de la présente invention concerne un procédé basé notamment sur des techniques de séparation de sources en aveugle connues de l'Homme du métier et décrites par exemple dans les références [4] [5] [15] [19] supposant que les symboles émis sont statistiquement indépendants. Pour cela le procédé construit une observation spatio-  
10 temporelle dont les sources mélangées sont des trains de symboles de l'émetteur. Chaque train de symboles est par exemple le même train de symboles décalé d'un nombre entier de période symbole T.

L'invention concerne un procédé de démodulation aveugle d'une source ou émetteur de forme d'onde linéaire dans un système comportant  
15 une ou plusieurs sources et un réseau de capteurs et un canal de propagation caractérisé en ce qu'il comporte au moins les étapes suivantes :

- déterminer le temps symbole T et on échantillonne à  $T_e$  tel que  $T = lT_e$  (l entier),
- à partir des observations  $x(kT_e)$ , construire une observation spatio-  
20 temporelle  $z(t)$  dont les sources mélangées sont des trains de symbole de l'émetteur ,
- appliquer une méthode de type ICA sur le vecteur d'observation  $z(t)$  pour estimer les  $L_c$  trains de symboles  $\{ a_{m-i} \}$  associés aux vecteurs de canal  $\hat{\mathbf{h}}_{z,j} = \hat{\mathbf{h}}_z(k_j)$ ,
- 25 • ordonner les  $L_c$  sorties  $(\hat{a}_{m,j}, \hat{\mathbf{h}}_{z,j})$  dans le même ordre que les entrées  $(a_{m-i}, h_z(i))$  afin d'obtenir les vecteurs de canal de propagation  $\hat{\mathbf{h}}_{z,j} = \hat{\mathbf{h}}_z(k_j)$ ,
- déterminer la phase  $\alpha_{i_{max}}$  associée aux sorties.

30 Le procédé selon l'invention offre notamment les avantages suivants :

- Il ne fait aucune hypothèse sur les constellations de symboles contrairement aux méthodes décrites dans l'art antérieur,
- Il ne nécessite pas la connaissance du filtre de mise en forme,
- Le module des symboles n'est pas supposé constant,
- 5 • Il est robuste à une surestimation de la longueur du canal,
- Il permet de traiter le cas des canaux de propagation avec des trajets corrélés,
- Il est direct et simple à mettre en œuvre sans étape de recoupement des trajets corrélés.

10

D'autres caractéristiques et avantages de l'objet de la présente invention apparaîtront mieux à la lecture de la description qui suit donnée à titre illustratif et nullement limitatif à la lecture des figures annexées qui représentent :

- 15 • La figure 1 un exemple d'architecture,
- La figure 2 les angles d'incidence des sources,
- La figure 3 le processus de la modulation linéaire et démodulation d'un train de symboles,
- La figure 4 le schéma d'un émetteur à modulation linéaire,
- 20 • La figure 5 un résumé du principe général mis en œuvre dans l'invention,
- La figure 6 la représentation d'une constellation,
- La figure 7 un premier exemple de mise en œuvre du procédé où le signal est reçu en bande de base,
- 25 • La figure 8 un deuxième exemple où le signal est reçu en bande de base et les multi-trajets sont décorrélés,
- La figure 9 un troisième exemple où le signal est reçu en bande de base et les multi-trajets sont décorrélés par groupe.

Afin de mieux faire comprendre le procédé selon l'invention, la description qui suit concerne un procédé de démodulation aveugle aux ordres supérieurs d'un émetteur de forme d'onde linéaire dans un réseau ayant une structure telle que celle décrite à la figure 1, par exemple.

5 Avant d'expliciter les étapes mises en œuvre par le procédé, on décrit le modèle du signal utilisé

### **Modèle du signal émis par une source ou émetteur**

#### **Modulation linéaire**

Les figures 3 et 4 montrent le processus de la modulation linéaire d'un train de symboles  $\{a_k\}$  à la cadence  $T$  par un filtre de mise en forme  $h_0(t)$ .

Le peigne de symboles  $c(t)$  est tout d'abord filtré par le filtre de mise en forme  $h_0(t)$  et ensuite transposé à la fréquence porteuse  $f_0$ . Le filtre NRZ, qui est une fenêtre temporelle de longueur  $T$ , très souvent défini par  $h_0(t)=\Pi_T(t-T/2)$ , est un exemple particulier non limitatif de filtre d'émission. Dans les radiocommunications, il est également possible d'utiliser le filtre de Nyquist dont la transformée de Fourier  $h_0(f)=\Pi_B(f-B/2)$  se rapproche d'une fenêtre de bande  $B$ , lorsque le roll-off est nul alors  $h_0(f)=\Pi_B(f-B/2)$  (le roll-off définit la pente du filtre en dehors de la bande  $B$ ).

20 Le signal modulé  $s_0(t)$ , émis par l'émetteur, s'écrit à l'instant  $t_k=kT_e$  ( $T_e$  : période d'échantillonnage) en fonction du peigne de symboles  $c(t)$  :

$$s_0(kT_e)=\sum_i h_0(iT_e) c((k-i)T_e) \quad (1) .$$

Prenons un temps symbole  $T$  égal à un nombre entier de fois la période d'échantillonnage,  $T=lT_e$  et posons  $k=ml+j$  avec  $0 \leq j < l$ . Puisque  $c(t)=\sum_r a_r \delta(t-rT_e)$ , autrement dit, comme  $c(t)=a_u$  pour  $t=uT_e$  et  $c(t)=0$  pour  $t \neq uT_e$ , les seules valeurs de  $i$  pour lesquelles  $c((k-i)T_e)$  est non nul vérifient  $k-i=u$ , c'est-à-dire telles que  $i=ml+j-u=nl+j$  où  $n=m-u$ . Finalement, l'expression (1) devient :

$$s_0(mIT_e + jT_e) = \sum_{n=-L_0}^{L_0} h_0(nIT_e + jT_e) a_{m-n} \quad \text{pour } 0 \leq j < 1 \quad (2)$$

Le paramètre  $L_0$  est la demi-longueur du filtre d'émission qui s'étale sur une durée de  $(2L_0+1)IT_e$ . Dans le cas particulier d'un filtre d'émission NRZ, on obtient  $L_0=0$ . Quant au signal émis  $s(t)$ , il vérifie  $s(t)=s_0(t) \exp(j2\pi f_0 t)$  car il est égal au signal  $s_0(t)$  transposé à la fréquence  $f_0$ . Dans ces conditions

5 l'expression de  $s(mIT_e + jT_e)$  est d'après (2) :

$$\begin{aligned} s(mIT_e + jT_e) &= \sum_{n=-L_0}^{L_0} h_0(nIT_e + jT_e) \exp(j2\pi f_0(nI + j)T_e) a_{m-n} \exp(j2\pi f_0(m-n)IT_e) \quad (3) \\ &= \sum_{n=-L_0}^{L_0} h_{F0}(nIT_e + jT_e) b_{m-n} \quad \text{tel que } 0 \leq j < 1 \end{aligned}$$

où  $h_{F0}(iT_e) = h(iT_e) \exp(j2\pi f_0 iT_e)$  et  $b_i = a_i \exp(j2\pi f_0 iT_e)$

### Réception des signaux sur les capteurs

Le signal  $s(t)$  (FIG.3) émis passe à travers un canal de propagation avant d'être reçu sur un réseau composé de  $N$  antennes. Le canal de

10 propagation peut se modéliser par  $P$  multi-trajets d'incidence  $\theta_p$ , de retard  $\tau_p$  et d'amplitude  $\rho_p$  ( $1 \leq p \leq P$ ). En sortie des antennes on a le vecteur  $x(t)$  qui correspond à la somme d'un mélange linéaire de  $P$  multi-trajets et d'un bruit supposé blanc et gaussien. Ce vecteur de dimension  $N \times 1$  a l'expression suivante :

$$x(t) = \sum_{p=1}^P \rho_p a(\theta_p) s(t-\tau_p) + b(t) = A s(t) + b(t) \quad (4)$$

15 où  $\rho_p$  est l'amplitude du  $p^{\text{ième}}$  trajet,  $b(t)$  est le vecteur bruit supposé gaussien,  $a(\theta)$  est la réponse du réseau de capteurs à une source d'incidence  $\theta$ ,  $A = [a(\theta_1) \dots a(\theta_P)]$  et  $s(t) = [s(t-\tau_1) \dots s(t-\tau_P)]^T$ . En notant que  $\tau_p =$

$r_p T + \Delta\tau_p$  (où  $(0 \leq \Delta\tau_p < T = lT_e)$  et  $r_p$  est un entier) et en utilisant l'expression (3) dans l'équation (4), on obtient pour le vecteur sur les antennes :

$$x(mlT_e + jT_e) = \sum_{p=1}^P \sum_{n=-L_0}^{L_0} \rho_p a(\theta_p) h_{F0}(n lT_e + jT_e - \Delta\tau_p) b_{m-n-r_p} + b(mlT_e + jT_e) \quad (5).$$

En effectuant le changement de variable suivant  $u_p = n + r_p$ , le vecteur reçu par les antennes s'exprime :

$$x(mlT_e + jT_e) = \sum_{p=1}^P \sum_{u_p=r_p-L_0}^{r_p+L_0} \rho_p a(\theta_p) h_{F0}((u_p - r_p)lT_e + jT_e - \Delta\tau_p) b_{m-u_p} + b(mlT_e + jT_e) \quad (6)$$

- 5 En notant  $r_{\min} = \min\{r_p\}$  et  $r_{\max} = \max\{r_p\}$ , l'équation (6) peut être réécrite de la manière suivante :

$$x(mlT_e + jT_e) = \sum_{p=1}^P \sum_{u=r_{\min}-L_0}^{r_{\max}+L_0} \rho_p a(\theta_p) h_{F0}((u - r_p)lT_e + jT_e - \Delta\tau_p) \text{Ind}_{[r_p-L_0, r_p+L_0]}(u) b_{m-u} \quad (7).$$

+  $b(mlT_e + jT_e)$

- Où  $\text{Ind}_{[r,q]}(u)$  est la fonction indicatrice usuelle ( $\text{Ind}_{[r,q]}(u)=1$  pour  $r \leq u \leq p$  et  $\text{Ind}_{[r,q]}(u)=0$  autrement) définie sur l'ensemble des entiers relatifs à valeur dans l'ensemble binaire  $\{0, 1\}$ , caractérisée par  $\text{Ind}_{[r,q]}(u) = 1$  si  $u$  appartient à l'intervalle  $[r,q]$  et  $\text{Ind}_{[r,q]}(u) = 0$  sinon. De ce fait, en notant  $v(t)$  le vecteur de canal :

$$v(ulT_e + jT_e) = \sum_{p=1}^P \rho_p a(\theta_p) h_{F0}((u - r_p)lT_e + jT_e - \Delta\tau_p) \text{Ind}_{[r_p-L_0, r_p+L_0]}(u) \quad (8).$$

où  $t = ulT_e + jT_e$  et l'expression (5) devient :

$$x(mlT_e + jT_e) = \sum_{u=r_{\min}-L_0}^{r_{\max}+L_0} v(ulT_e + jT_e) b_{m-u} + b(mlT_e + jT_e) \quad (9).$$

### Interférence entre symboles

- Le vecteur observation  $x(t)$  issu du réseau d'antennes à l'instant  $t = mlT_e + jT_e$  fait, d'après l'équation (9), intervenir le symbole  $b_m$  mais

- également les symboles  $b_{m-u}$  où  $u$  est un entier relatif appartenant à l'intervalle  $[r_{\min}-L_0, r_{\max}+L_0]$ , phénomène qui est plus connu sous le nom d'Interférence Entre Symboles (IES). Notons  $L_c$  le nombre de symboles participant à l'IES et bornons l'intervalle de valeurs prises par ce dernier.
- 5 D'après l'équation (9), si l'intersection des intervalles  $[r_p-L_0, r_p+L_0]$  est non vide, alors on a  $L_c = |r_{\max} - r_{\min}| + 2L_0 + 1$ . De ce fait, lorsque  $r_{\max} = r_{\min}$ , c'est-à-dire lorsque, tous les multi-trajets sont corrélés, la borne minorante de  $L_c$  est atteinte et vaut  $L_c = 2L_0 + 1$ . Ce cas se traduit également mathématiquement par  $|\max_p \{\tau_p\} - \min_p \{\tau_p\}| < T$ . Par contre, si l'intersection
- 10 des dits intervalles est vide, et que le cas échéant, tous les intervalles  $[r_p-L_0, r_p+L_0]$  sont disjoints, alors on a  $L_c = Px(2L_0+1)$ , ce qui constitue une borne majorante à l'ensemble de valeurs susceptibles d'être prises par  $L_c$ . Ce dernier cas de figure correspond concrètement au cas de multi-trajets tous décorrélés deux à deux, ce qui mathématiquement peut également s'écrire
- 15  $\forall i \neq j, |r_i - r_j| > 2L_0$ , condition obtenue dès que  $|\tau_i - \tau_j| > (2L_0 + 1)T$ . Pour résumer, la quantité  $L_c$  vérifie de manière générale l'encadrement suivant :

$$2L_0+1 \leq L_c \leq Px(2L_0+1) \quad (10)$$

L'expression traduisant le vecteur reçu par les capteurs peut alors se réécrire de la manière suivante, où cette fois n'apparaissent que les  $L_c$  symboles  $b_{m-u}$  d'intérêt :

$$X(m|T_e+jT_e) = \sum_{l=1}^{L_c} h(n(l)|T_e+jT_e) b_{m-n(l)} + b(m|T_e+jT_e) \quad (11)$$

- 20 Où  $\forall 1 \leq l \leq L_c$ , et  $r_{\min}-L_0 \leq n(l) \leq r_{\min}+L_0$  et où:

$$h(t) = \sum_{p=1}^P \rho_p a(\theta_p) h_{F0}(t-\tau_p) \quad (12)$$

### Techniques ICA

Le procédé fait appel à des techniques ICA basées sur le modèle suivant donné à titre illustratif et nullement limitatif :

$$u_k = \sum_{i=1}^L g_i s_{ik} + n_k = G s_k + n_k \quad (13)$$

où  $u_k$  est un vecteur de dimension  $M \times 1$  reçu à l'instant  $k$ ,  $s_{ik}$  est la  $i^{\text{ème}}$  composante du signal  $s_k$  à l'instant  $k$ ,  $n_k$  est le vecteur de bruit et  $G = [g_1 \dots g_L]$ . Les méthodes ICA ont pour objectifs d'extraire les  $L$  composantes  $s_{ik}$  et d'identifier leurs signatures  $g_i$  (La réponse vectorielle de la source  $i$  au travers de l'observation  $u_k$ ) à partir des observations  $u_k$ . Le nombre  $L$  de composantes doit être inférieur ou égal à la dimension  $M$  du vecteur d'observation. Les méthodes des références [4] [5] et [15] utilisent les statistiques d'ordre 2 et 4 des observations  $u_k$ . La première étape utilise les statistiques d'ordre 2 des observations  $u_k$  (ces observations peuvent être fonctions des signaux reçus sur les capteurs) pour obtenir une nouvelle observation  $z_k$  telle que :

$$z_k = W_1 u_k = \sum_{i=1}^L \check{g}_i s_{ik} + \check{n}_k = \check{G} s_k + \check{n}_k \quad (14)$$

où les signatures  $\check{g}_i$  ( $1 \leq i \leq L$ ) sont orthogonales,  $\check{G} = [\check{g}_1 \dots \check{g}_L]$  et  $s_k = [s_{1k} \dots s_{Lk}]^T$ . La deuxième étape consiste à identifier la base orthogonale des  $\check{G}$  à partir des statistiques d'ordre 4 des observations blanchies  $z_k$ . Dans ces conditions on peut extraire les signaux  $s_k$  en effectuant :

$$\hat{s}_k = \check{G}^\# z_k = \check{G}^\# W_1 u_k \quad (15)$$

Où  $\hat{s}_k$  est l'estimée des signaux  $s_k$  et où  $^\#$  est l'opérateur de pseudo-inversion défini par  $\check{G}^\# = (\check{G}^H \check{G})^{-1} \check{G}^H$ .

La méthode ICAR [19] utilise quant à elle uniquement les statistiques d'ordre 4 pour identifier la matrice  $G = [g_1 \dots g_L]$  des signatures.

En résumé, l'idée mise en œuvre dans le procédé selon l'invention est de construire une observation spatio-temporelle dont les sources mélangées sont des trains de symboles de l'émetteur. Chaque train de

symboles est par exemple le même train de symboles décalé d'un nombre entier de période symbole  $T$ .

Le procédé décrit ci-après comporte plusieurs variantes de réalisation dont certaines sont expliquées à titre illustratif et nullement limitatif.

### Première variante de réalisation du procédé

La figure 7 représente un premier exemple de variante de réalisation du procédé où le signal est reçu en bande de base.

Le procédé comporte une étape I.1 de détermination du temps symbole  $T_e$  en appliquant par exemple un algorithme de détection cyclique, tel que celui décrit par exemple dans [1] [10].

L'étape suivante I.2 consiste à interpoler les observations  $x(t)$  à  $I$  échantillons par symbole, tel que  $T = I T_e$ .

Dans ces conditions où  $f_0 = 0$  et  $b_k = a_k$ , l'expression (11) du vecteur devient :

$$x(mI T_e + jT_e) = \sum_{l=1}^{L_c} h(n(l) I T_e + jT_e) a_{m-n(l)} + b(mI T_e + jT_e) \quad \text{pour } 0 \leq j < I \quad (16)$$

Comme l'équation (16) est vérifiée pour  $0 \leq j < I$ , le procédé construit l'observation spatio-temporelle suivante (étape I.3) à partir des observations  $x(kT_e)$ :

$$z(mI T_e) = \begin{bmatrix} x(mI T_e) \\ x(mI T_e + T_e) \\ \vdots \\ x(mI T_e + (I-1)T_e) \end{bmatrix} = \sum_{l=1}^{L_c} h_z(n(l)) a_{m-n(l)} + b_z(mI T_e) \quad \text{où } h_z(n) = \begin{bmatrix} h_{n,0} \\ h_{n,1} \\ \vdots \\ h_{n,I-1} \end{bmatrix} \quad (17)$$

avec  $h_{n,j} = h(nI T_e + jT_e)$  et  $b_z(mI T_e) = [b(mI T_e)^T \dots b(mI T_e + (I-1)T_e)^T]^T$ .

Sachant que  $x(t)$  est de dimension  $N \times 1$ , le vecteur  $z(t)$  est alors de dimension  $NI \times 1$ .

$h(k)$  est un vecteur dont la  $n^{\text{ième}}$  composante est le  $k^{\text{ième}}$  coefficient du filtre filtrant linéairement le train de symbole  $\{a_m\}$  sur le  $n^{\text{ième}}$  capteur. Le filtre de coefficient vectoriel  $h(k)$  dépend à la fois du filtre de mise en forme et du

canal de propagation.

Afin d'extraire les  $L_c$  trains de symboles  $\{a_{m-i}\}$  d'intérêt (nombre de symboles qui participent à l'IES), le procédé échantillonne le signal reçu à  $l=(2L_0+1)$ , en supposant que  $P \leq N$ .

- 5 Sachant que le filtre NRZ vérifie  $2L_0+1=1$  et le filtre de Nyquist  $2L_0+1=3$  pour un roll-off de 0.25, les trains de symboles peuvent être extraits pour ces deux filtres de mise en forme respectivement lorsque  $P \leq Nl$  et  $3P \leq Nl$ .

10 Le vecteur d'observations  $z(t)$  étant déterminé, le procédé applique une méthode de type ICA pour estimer les  $L_c$  trains de symboles  $\{a_{m-i}\}$  associés aux vecteurs de canal  $\hat{h}_{z,j} = \hat{h}_z(k_j)$ .

La  $j^{\text{ème}}$  sortie des méthodes ICA donne le train de symboles  $\{\hat{a}_{m,j}\}$  associé au vecteur de canal  $\hat{h}_{z,j}$ . Les trains de symboles  $\{\hat{a}_{m,j}\}$  estimés arrivent dans un ordre différent de celui des trains  $\{a_{m-i}\}$  en vérifiant :

$$\hat{a}_{m,j} = \rho \exp(j\alpha_i) a_{m-i} \quad \text{et} \quad \hat{h}_{z,j} = h_z(i) \quad (18)$$

- 15 Les trains de symboles  $\{\hat{a}_{m,j}\}$  sont estimés avec la même amplitude car les trains de symboles  $\{a_{m-i}\}$  sont tous de même puissance en vérifiant :

$$E[|a_{m-n(1)}|^2] = \dots = E[|a_{m-n(L_c)}|^2].$$

L'étape suivante 1.4 du procédé a pour objectif d'ordonner les  $L_c$  sorties  $(\hat{a}_{m,j}, \hat{h}_{z,j})$  dans le même ordre que les entrées  $(a_{m-i}, h_z(i))$  afin  
20 d'obtenir les vecteurs de canal  $\hat{h}_{z,j} = \hat{h}_z(k_j)$ . Pour cela, le procédé intercorrèle deux à deux les sorties  $\hat{a}_{m,i}$  et  $\hat{a}_{m,j}$  en calculant le critère  $c_{i,j}(k)$  suivant :

$$c_{i,j}(k) = \frac{E[\hat{a}_{m,i} \hat{a}_{m-k,j}^*]}{\sqrt{E[\hat{a}_{m,i} \hat{a}_{m,i}^*] E[\hat{a}_{m-k,j} \hat{a}_{m-k,j}^*]}} \quad (19)$$

Lorsque la fonction  $|c_{i,j}(k)|$  est maximum en  $k=k_{\max}$  les  $i^{\text{ème}}$  et  $j^{\text{ème}}$  sorties vérifient :  $\hat{a}_{m,i} = \hat{a}_{m-k_{\max},j}$ . L'algorithme de classement des sorties  $\hat{a}_{m,n(1)} \dots \hat{a}_{m,n(L_c)}$  est par exemple composé des étapes suivantes :

**Etape n°A.1** : Détermination de la sortie  $\hat{a}_{m,i_{\max}}$  associée au vecteur de canal  
5  $\hat{\mathbf{h}}_{z,i_{\max}}$  de plus fort module.

**Etape n°A.2** : Pour toutes les sorties  $\hat{a}_{m-k_j}$  où  $j \neq i_{\max}$  détermination des indices  $k=k_j$  maximisant le critère  $|c_{i_{\max},j}(k)|$ . On en déduit pour chaque  $j$  que  $\hat{a}_{m,i_{\max}} = \hat{a}_{m-k_j,j}$ . Sachant que  $c_{i_{\max},j}(k_j) = \exp(j\alpha_{i_{\max}} - j\alpha_j)$  on remet la  $j^{\text{ème}}$  sortie à la même phase que la  $i_{\max}^{\text{ème}}$  sortie en effectuant  $\hat{a}_{m-k_j} = c_{i_{\max},j}(k_j) \hat{a}_{m,j}$ . On remet aussi  
10 en phase les vecteurs de canal en effectuant :  $\hat{\mathbf{h}}_z(k_j) = \hat{\mathbf{h}}_{z,j} c_{i_{\max},j}(k_j)^*$ .

**Etape n°A.3** : Cette étape remet en ordre les sorties  $\hat{a}_{m-k_j}$  et les vecteurs de canal  $\hat{\mathbf{h}}_{z,j} = \hat{\mathbf{h}}_z(k_j)$  dans l'ordre croissant des  $k_j$  sachant que  $\hat{a}_m = \hat{a}_{m,i_{\max}}$  et que  
 $\hat{\mathbf{h}}_z(0) = \hat{\mathbf{h}}_{z,i_{\max}}$ .

En sortie de ces trois étapes, on obtient les trains de symboles  
15  $\{ \hat{a}_{m-k} \}$  associés aux vecteurs de canal  $\hat{\mathbf{h}}_z(k_j)$ . Sachant que les symboles estimés vérifient  $\hat{a}_{m-k} = \exp(j\alpha_{i_{\max}}) a_{m-k}$ , la dernière étape du procédé va consister à estimer cette phase  $\alpha_{i_{\max}}$ . Pour cela on identifie tout d'abord la constellation des symboles  $a_k$  parmi une base de données composée de l'ensemble des constellations possibles. Cette base est constituée des  
20 constellations connues tel que nPSK, n-QAM. A chaque fois que l'on détectera ou que l'on aura connaissance d'une nouvelle constellation on enrichira la base.

La figure 6 représente un exemple de constellation de 8-QAM lorsque  $\alpha_{i_{\max}}=0$  et  $\alpha_{i_{\max}} \neq 0$ . Dans cet exemple de mise en œuvre, le procédé  
25 comporte alors les étapes suivantes :

L'étape 1.5 suivante consiste à déterminer la phase de sortie associée au vecteur de canal de plus fort module. Pour identifier la

constellation et déterminer la phase le procédé effectuée par exemple les étapes suivantes :

Etape I.5 = Etapes B.1, B.2 et B.3

**Etape n°B.1 :** Estimation des positions des états de la constellation (points rouges sur la figure) par la recherche des maximums de l'histogramme 2D des points  $M_k = (\text{réel}(\hat{a}_k), \text{imag}(\hat{a}_k))$ . Pour une constellation à M états on obtient M couples  $(\hat{u}_m, \hat{v}_m)$  pour  $1 \leq m \leq M$ .

**Etape n°B.2 :** Détermination du type de la constellation en comparant la position des états  $(\hat{u}_m, \hat{v}_m)$  de la constellation des  $\{\hat{a}_k\}$  à une base de données composée de l'ensemble des constellations possibles. La constellation la plus proche est composée des états  $(u_m, v_m)$  pour  $1 \leq m \leq M$ .

**Etape n°B.3 :** Détermination de la phase  $\alpha_{i_{\max}}$  en minimisant au sens des moindres carrés le système d'équations suivant :

$$\hat{u}_m = \cos(\alpha_{i_{\max}}) u_m - \sin(\alpha_{i_{\max}}) v_m \quad \text{et} \quad \hat{v}_m = \sin(\alpha_{i_{\max}}) u_m + \cos(\alpha_{i_{\max}}) v_m$$

pour  $1 \leq m \leq M$

Le procédé peut comporter une étape d'estimation des paramètres du canal de propagation en angle  $\theta_p$  et retard  $\tau_p$  de l'équation (8) par l'algorithme proposé dans [8]. L'étape consiste à extraire dans un premier temps les vecteurs  $h(n|T_e + jT_e)$  pour  $0 \leq j < l$  des vecteurs de canal des vecteurs  $\hat{h}_z(n_j)$  défini dans l'équation (17). Puis de construire la matrice  $H = [h(n(1)|T_e) \dots h(n(L_c)|T_e)]$  de (11) avec les  $h(n|T_e + jT_e)$  pour appliquer la méthode [8] d'estimation paramétrique des multi-trajets :  $(\theta_p, \tau_p)$   $1 \leq p \leq P$ .

### Deuxième variante de réalisation du procédé

Les figures 8 et 9 schématisent une autre variante de réalisation pouvant comporter deux variantes correspondant respectivement au cas des multi-trajets décorrélés et au cas des multi-trajets corrélés par groupe.

#### Cas des multi-trajets décorrélés.

Le signal est reçu en bande de base avec  $\{b_k\} = \{a_k\}$

Les multi-trajets dont les retards vérifient  $|\tau_j - \tau_i| > (2L_0 + 1)T$ , ont l'avantage d'être décorrélés entre eux en vérifiant :  $E[s(t - \tau_i) s(t - \tau_j)^*] = 0$ . En observant l'équation (4), on constate alors qu'il suffit d'appliquer une méthode de type ICA lorsque  $P \leq N$  sur l'observation  $x(t)$  pour obtenir les signaux  $s(t - \tau_p)$  de chacun des multi-trajets. Après l'estimation des signaux des différents multi-trajets, le procédé détermine leurs puissances pour garder le signal  $s(t - \tau_{p_{\max}})$  du multi-trajet de plus forte amplitude  $\rho_{p_{\max}}$ . Pour déterminer ce trajet principal on utilise le fait que les sorties des méthodes ICA vérifient en asymptotique :

$$x(t) = \sum_{p=1}^P \rho_p a(\theta_p) s(t - \tau_p) = \sum_{i=1}^P \hat{a}_i \hat{s}_i(t) \quad \text{avec} \quad \hat{s}_i(t) = \frac{s(t - \tau_p)}{\sqrt{\gamma_p}} \quad \text{et} \quad (20)$$

$$\hat{a}_i = \sqrt{\gamma_p} \rho_p a(\theta_p)$$

où  $\gamma_p = \rho_p^2 E[|s(t - \tau_p)|^2]$ . Comme les vecteurs  $a(\theta_p)$  sont normés en vérifiant  $a(\theta_p)^H a(\theta_p) = N$ , le trajet d'amplitude maximum sera associé à la  $i_{\max}$  ième sortie où  $\alpha_{i_{\max}} = \hat{a}_{i_{\max}}^H \hat{a}_{i_{\max}}$  est maximum. Comme d'après l'équation (3) la sortie  $\hat{s}_{i_{\max}}(t) = s(t - \tau_{p_{\max}})$  vérifie :

$$\hat{s}_{i_{\max}}(m | T_e + jT_e) = \sum_{n=-L_0}^{L_0} h_{F0}(n | T_e + jT_e - \tau_{p_{\max}}) a_{m-n} \quad \text{tel que} \quad 0 \leq j < I \quad (21)$$

on peut constituer le vecteur observation suivant :

$$z(m | T_e) = \begin{bmatrix} \hat{s}_{i_{\max}}(m | T_e) \\ \hat{s}_{i_{\max}}(m | T_e + T_e) \\ \vdots \\ \hat{s}_{i_{\max}}(m | T_e + (I-1)T_e) \end{bmatrix} = \sum_{n=-L_0}^{L_0} h_z(n) a_{m-n} \quad \text{où} \quad h_z(n) = \begin{bmatrix} h_{n,0} \\ h_{n,1} \\ \vdots \\ h_{n,I-1} \end{bmatrix} \quad (22)$$

où  $h_{n,j} = h_{F0}(n | T_e + jT_e - \tau_{p_{\max}})$ . D'après le modèle de l'équation (22), il suffit d'appliquer une méthode de type ICA sur l'observation  $z(m | T_e)$  pour estimer les  $2L_0 + 1$  trains de symboles  $\{a_{m-n}\}$  avec  $-L_0 \leq n \leq L_0$ . Pour extraire les incidences  $\theta_p$  du canal de propagation, il suffit d'après (20) de chercher pour

chaque signature  $\hat{a}_i$  ( $1 \leq i \leq P$ ) le maximum du critère  $c(\theta) = |a(\theta)^H \hat{a}_i|^2$ . Pour extraire les retards  $\tau_i - \tau_1$  du canal de propagation, il suffit d'après (20) de chercher pour chaque signal  $\hat{s}_i(t)$  ( $1 \leq i \leq P$ ) le maximum du critère  $c(\tau) = |\hat{s}_i(t - \tau) \hat{s}_i(t)^*|^2$ .

5 En résumé cette variante comporte par exemple les étapes suivantes :

**Etape n°II.a.1 :** Détermination du temps symbole  $T$  en appliquant un algorithme de détection cyclique comme dans [1][10].

**Etape n°II.a.2 :** Echantillonnage des observations  $x(t)$  à  $l$  échantillons par  
10 symbole tel que  $T = l T_e$ .

**Etape n°II.a.3 :** Application d'une méthode ICA sur les observations  $x(t)$  pour obtenir  $\hat{s}_i(t)$  et  $\hat{a}_i$  pour  $1 \leq i \leq P$ .

**Etape n°II.a.4 :** Détermination de la sortie  $i = i_{\max}$  où  $\alpha_i = \hat{a}_i^H \hat{a}_i$  maximum.

**Etape n°II.a.5 :** Constitution du vecteur observation  $z(t)$  de (22) à partir du  
15 signal  $\hat{s}_{i_{\max}}(t)$ .

**Etape n°II.a.6 :** Application d'une méthode ICA pour estimer les trains de symboles  $\{a_{m-n}\}$  où  $-L_0 \leq n \leq L_0$ . On choisit parmi les trains de symboles celui qui est associé au vecteur  $h_z(n)$  de plus fort module :  $\{\hat{a}_m\}$ .

**Etape n°II.a.7 :** Détermination de la phase  $\alpha_{i_{\max}}$  de la sortie associée au  
20 vecteur  $h_z(n)$  de plus fort module en appliquant les étapes B.1, B.2 et B.3.

**Etape n°II.a.8 :** Remise en phase du train de symboles  $\{\hat{a}_m\}$  en effectuant  $\hat{\hat{a}}_m = \hat{a}_m \exp(-j\alpha_{i_{\max}})$ . Le train de symboles  $\{\hat{\hat{a}}_m\}$  constitue la sortie du démodulateur de ce sous-procédé.

**Etape n°II.a.9 :** Estimation des paramètres du canal de propagation en angle  
25  $\theta_p$  et retard  $\tau_p$  en maximisant pour  $1 \leq i \leq P$  les critères  $|a(\theta)^H \hat{a}_i|^2$  et  $|\hat{s}_i(t - \tau) \hat{s}_i(t)^*|^2$  pour respectivement les angles et les retards.

### Cas général avec des multi-trajets quelconques ou corrélés par groupe

Dans cette variante dont le schéma est donné en figure 9, le procédé considère qu'une partie des multi-trajets sont corrélés. En considérant que l'émetteur est reçu suivant Q groupes de multi-trajets corrélés, le vecteur signal reçu par les capteurs de l'équation (4) devient :

$$x(t) = \sum_{q=1}^Q \sum_{p=1}^{P_q} \rho_{p,q} a(\theta_{p,q}) s(t-\tau_{p,q}) + b(t) = \sum_{q=1}^Q A_q \Omega_q s(t, \underline{\tau}_q) + b(t) \quad (23)$$

Où  $A_q = [a(\theta_{1,q}) \dots a(\theta_{P_q,q})]$ ,  $\Omega_q = \text{diag}([\rho_{1,q} \dots \rho_{P_q,q}])$  et  $s(t, \underline{\tau}_q) = [s(t-\tau_{1,q}) \dots s(t-\tau_{P_q,q})]^T$  avec  $\underline{\tau}_q = [\tau_{1,q} \dots \tau_{P_q,q}]^T$ . En appliquant une méthode ICA on estime en sortie du séparateur les signaux et les signatures suivantes d'après :

$$\hat{A} = [\hat{a}_1 \dots \hat{a}_{P_Q, Q}] = [A_1 U_1 \dots A_Q U_Q] \Pi \quad \text{et} \quad \hat{s}(t) = \Pi \begin{bmatrix} V_1 s(t, \underline{\tau}_1) \\ \vdots \\ V_Q s(t, \underline{\tau}_Q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1(t) \\ \vdots \\ \hat{s}_{P_Q \times Q}(t) \end{bmatrix} \quad (24)$$

où  $\Pi$  est une matrice de permutation,  $U_q V_q = \Omega_q$  et  $V_q E[s(t, \underline{\tau}_q) s(t, \underline{\tau}_q)^H] V_q^H = I_{P_q}$ . Ainsi les trajets décorrélés tel que  $E[s(t-\tau_{p,q}) s(t-\tau_{p',q})^*] = 0$  sont reçus sur des voies  $\hat{s}_i(t)$  et  $\hat{s}_j(t)$  différentes. Les trajets corrélés où  $E[s(t-\tau_{p,q}) s(t-\tau_{p',q})^*] \neq 0$  sont mélangés sur une même voie  $\hat{s}_i(t)$  et sont présents sur  $P_Q$  à la fois. Dans la 1<sup>ière</sup> étape de ce sous-procédé nous utilisons ce résultat pour identifier les Q groupes de multi-trajets corrélés. En prenant les sorties  $i$  et  $j$  du séparateur, les deux hypothèses suivantes peuvent être testées :

$$H_0 : \begin{cases} \hat{s}_i(t) = b_i(t) \\ \hat{s}_j(t) = b_j(t) \end{cases} \quad \text{et} \quad H_1 : \begin{cases} \hat{s}_i(t) = \alpha_i s(t - \tau_p) + b_i(t) \\ \hat{s}_j(t) = \alpha_j s(t - \tau_p) + b_j(t) \end{cases} \quad (25)$$

où  $E[b_i(t) b_j(t-\tau)^*] = 0$  quelque soit la valeur de  $\tau$ . Ainsi dans l'hypothèse  $H_0$  il n'existe pas de multi-trajets communs aux deux sorties  $i$  et  $j$  et dans l'hypothèse  $H_1$  il y en a au moins un. Le test va consister à déterminer si les sorties  $\hat{s}_i(t)$  et  $\hat{s}_j(t - \tau)$  sont corrélées pour au moins une des valeurs de  $\tau$  vérifiant  $|\tau| < \tau_{\max}$ . Pour cela on peut appliquer le test de Gardner [3] qui

compare à un seuil le rapport de vraisemblance suivant :

$$V_{ij}(\tau) = -2K \ln\left(1 - \frac{|\hat{r}_{ij}(\tau)|^2}{\hat{r}_{ii}(0)\hat{r}_{jj}(0)}\right) \quad \text{avec} \quad \hat{r}_{ij}(\tau) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \hat{s}_i(t) \hat{s}_j(t-\tau) \quad (26)$$

Où  $V_{ij}(\tau) < \eta \Rightarrow$  hypothèse  $H_0$

Et  $V_{ij}(\tau) \geq \eta \Rightarrow$  hypothèse  $H_1$

Le seuil  $\eta$  est déterminé dans [3] par rapport à une loi du chi-2 à 2 degrés de liberté. On cherchera tout d'abord les sorties associées avec la 1<sup>ière</sup> sortie en lançant le test pour  $2 < j \leq P_{0 \times Q}$  et  $i=1$ . Puis de la liste des sorties on enlèvera toutes celles associées à la 1<sup>ière</sup> qui constituera le 1<sup>ier</sup> groupe avec  $q=1$ . On recommencera la même série de tests avec les autres sorties non corrélées avec la 1<sup>ière</sup> sortie pour constituer le 2<sup>ième</sup> groupe. On effectuera cette opération jusqu'au dernier groupe où au final il ne restera plus aucune voie de sortie. On obtiendra finalement en sortie du tri :

$$\hat{A}_q = A_q U_q \quad \text{et} \quad \hat{s}_q(t) = V_q s(t, \underline{\tau}_q) \quad \text{pour} \quad (1 \leq q \leq Q) \quad (27)$$

10 Les incidences  $\theta_{p,q}$  sont déterminées à partir des  $\hat{A}_q$  pour  $(1 \leq q \leq Q)$  en appliquant l'algorithme MUSIC [1] sur la matrice  $\hat{A}_q \hat{A}_q^H$ . De ces goniométries on déduit les matrices  $A_q$ . Sachant que  $x_q(t) = \hat{A}_q \hat{s}_q(t) = A_q \Omega_q s(t, \underline{\tau}_q)$ , on en déduit  $s(t, \underline{\tau}_q)$  à une matrice diagonale près en effectuant  $\hat{s}(t, \underline{\tau}_q) = A_q^\# x_q(t)$ . Comme les éléments des  $\hat{s}(t, \underline{\tau}_q)$  sont composés des signaux

15  $s(t - \tau_{p,q})$ , on détermine les retards  $\tau_{p,q} - \tau_{1,1}$  en maximisant les critères  $c(\tau) = |\hat{s}_{q,p}(t - \tau) \hat{s}_{1,1}(t)|^2$  où  $\hat{s}_{q,p}(t)$  est la p<sup>ième</sup> composante de  $\hat{s}(t, \underline{\tau}_q)$ .

Sachant que  $E[\hat{s}_q(t) \hat{s}_q(t)^H] = I_{P_q}$ , que  $A_q^H A_q = N I_{P_q}$  et que  $\hat{A}_q \hat{s}_q(t) = A_q \Omega_q s(t, \underline{\tau}_q)$ , on en déduit que le groupe de multi-trajets associés aux amplitudes  $\Omega_q$  les plus importantes maximise le critère suivant :  $\text{cri}(q) = \text{trace}(\hat{A}_q^H \hat{A}_q)$ . On en

20 déduit alors la meilleure sortie associée à  $\hat{A}_{q_{\max}}$  et  $\hat{s}_{q_{\max}}(t)$ . Comme d'après

l'équation (3) le vecteur  $s(t, \mathcal{T}_{q\max})$  vérifie :

$$s(m | T_e + jT_e, \mathcal{T}_{q\max}) = \begin{bmatrix} s(mIT_e + jT_e - \tau_{q\max,1}) \\ \vdots \\ s(mIT_e + jT_e - \tau_{q\max,P_{q\max}}) \end{bmatrix} = \sum_{n=-L_0}^{L_0} h_{F0}(n | T_e + jT_e, \mathcal{T}_{q\max}) a_{m-n} \quad (28)$$

$$\text{pour } 0 \leq j < I \text{ et avec } h_{F0}(n | T_e + jT_e, \mathcal{T}_{q\max}) = \begin{bmatrix} h_{F0}(nIT_e + jT_e - \tau_{q\max,1}) \\ \vdots \\ h_{F0}(nIT_e + jT_e - \tau_{q\max,P_{q\max}}) \end{bmatrix}$$

on peut constituer le vecteur observation suivant d'après (27):

$$z(m | T_e) = \begin{bmatrix} \hat{s}_{q\max}(mIT_e) \\ \hat{s}_{q\max}(mIT_e + T_e) \\ \vdots \\ \hat{s}_{q\max}(mIT_e + (I-1)T_e) \end{bmatrix} = \sum_{n=-L_0}^{L_0} h_z(n) a_{m-n} \quad \text{où } h_z(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{n,0} \\ \mathbf{h}_{n,1} \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{n,I-1} \end{bmatrix} \quad (29)$$

où  $h_{n,j} = V_{q\max} h_{F0}(n | T_e + jT_e, \mathcal{T}_{q\max})$ . D'après le modèle de l'équation (29), il suffit d'appliquer une méthode de type ICA sur l'observation  $z(m | T_e)$  pour estimer les  $2L_0+1$  trains de symbole  $\{ a_{m-n} \}$  tel que  $-L_0 \leq n \leq L_0$ .

En résumé cette variante comporte les étapes suivantes :

**Etape n°II.b.1 :** Détermination du temps symbole  $T$  en appliquant un algorithme de détection cyclique comme dans [1][10].

**Etape n°II.b.2 :** Echantillonnage des observations  $x(t)$  à  $I$  échantillons par symbole tel que  $T=I T_e$ .

**Etape n°II.b.3 :** Application d'une méthode ICA sur les observations  $x(t)$  pour obtenir  $\hat{s}(t)$  et  $\hat{A}$  de l'équation (24).

**Etape n°II.b.4 :** Tri des sorties suivant  $Q$  groupes de multi-trajets corrélés pour obtenir  $\hat{A}_q$  et  $\hat{s}_q(t)$  pour  $(1 \leq q \leq Q)$  : Pour cela test de corrélation de tous les couples de sorties  $i$  et  $j$  par le test à deux hypothèses de l'équation (26). On cherchera tout d'abord les sorties associées avec la 1<sup>ière</sup> sortie en lançant le test pour  $2 < j \leq P_Q \times Q$  et  $i=1$ . Puis de la liste des sorties on enlèvera toutes

celles associées à la 1<sup>ière</sup> qui constituera le 1<sup>ier</sup> groupe avec  $q=1$ . On recommencera la même série de tests avec les autres sorties non corrélées avec la 1<sup>ière</sup> sortie pour constituer le 2<sup>ième</sup> groupe. On effectuera cette opération jusqu'au dernier groupe où en final il ne restera plus aucune voie de sortie.

**Etape n°II.b.5 :** Détermination du meilleur groupe de multi-trajets où  $\text{trace}(\hat{A}_q^H \hat{A}_q)$  est maximum en  $q=q_{\max}$ .

**Etape n°II.b.6 :** Constitution du vecteur observation  $z(t)$  de (29) à partir du signal  $\hat{s}_{q_{\max}}(t)$ .

10 **Etape n°II.b.7 :** Application d'une méthode ICA pour estimer les trains de symboles  $\{a_{m-n}\}$  où  $-L_0 \leq n \leq L_0$ . On choisit parmi les trains de symboles celui qui est associé au vecteur  $h_z(i)$  de plus fort module :  $\{\hat{a}_{m-i}\}$ .

**Etape n°II.b.8 :** Détermination de la phase  $\alpha_{i_{\max}}$  de la sortie associée au vecteur  $h_z(i)$  de plus fort module en appliquant les étapes B.1, B.2 et B.3.

15 **Etape n°II.b.9 :** Remise en phase du train de symboles  $\{\hat{a}_m\}$  en effectuant  $\hat{\hat{a}}_m = \hat{a}_m \exp(-j\alpha_{i_{\max}})$ . Le train de symboles  $\{\hat{\hat{a}}_m\}$  constitue la sortie du démodulateur de ce sous-procédé.

**Etape n°II.b.10 :** Estimation des paramètres du canal de propagation en angle  $\theta_{q,p}$  et retard  $\tau_{q,p}$ . Les incidences  $\theta_{p,q}$  sont déterminées à partir des  $\hat{A}_q$  pour ( $1 \leq q \leq Q$ ) en appliquant l'algorithme MUSIC[1] sur la matrice  $\hat{A}_q \hat{A}_q^H$ . De ces goniométries on en déduit les matrices  $A_q$  pour en déduire une estimée de  $s(t, \underline{\tau}_q)$  en effectuant  $\hat{s}(t, \underline{\tau}_q) = A_q^\# x_q(t)$ . Comme les éléments des  $\hat{s}(t, \underline{\tau}_q)$  sont composés des signaux  $s(t - \tau_{p,q})$ , on détermine les retards  $\tau_{p,q} - \tau_{1,1}$  en maximisant les critères  $c(\tau) = |\hat{s}_{q,p}(t - \tau) \hat{s}_{1,1}(t) *|^2$  où  $\hat{s}_{q,p}(t)$  est la p<sup>ième</sup> composante de  $\hat{s}(t, \underline{\tau}_q)$ .

**Autre variante de mise en œuvre du procédé**

**Estimation de la fréquence porteuse et déduction des  $\{a_m\}$ .**

Cette technique va consister à estimer la fréquence porteuse  $f_0$  de l'émetteur ou le complexe  $z_0 = \exp(j2\pi f_0 T_e)$  pour ensuite déduire les symboles

{a<sub>m</sub>} des symboles {b<sub>m</sub>} en effectuant d'après (3):

$$a_m = b_m \exp(-j2\pi f_0 m I T_e) = b_m z_0^{-mI} \quad (30)$$

Cette étape est appliquée après l'étape n°1.4 de remise en ordre des symboles et des vecteurs de canal. D'après les équations (3)(17) et (7)(8), on dispose des vecteurs de canal suivant :

$$\hat{\mathbf{h}}_z(n) = \begin{bmatrix} z_0^{nI} \mathbf{h}(nIT_e) \\ z_0^{nI+1} \mathbf{h}(nIT_e + T_e) \\ \vdots \\ z_0^{nI+(I-1)} \mathbf{h}(nIT_e + (I-1)T_e) \end{bmatrix} \text{ pour } n \in \Omega \quad (31)$$

où  $\Omega = \{\text{Ind}_{[rp-L_0, rp+L_0]}(n) = 1 \text{ pour un } p \text{ tel que } 1 \leq p \leq P\}$

- 5 Sachant que  $\Omega = \{n_1 < \dots < n_{L_0}\}$ , on constitue à partir des vecteurs  $\hat{\mathbf{h}}_z(n)$  un grand vecteur  $\mathbf{w}$  tel que :

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{h}}_z(n_1) \\ \hat{\mathbf{h}}_z(n_2) \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{h}}_z(n_K) \end{bmatrix} \quad (32)$$

La recherche de  $f_0$  va consister à maximiser le critère suivant :

$$\text{Porteuse}(f_0) = |\mathbf{w}^H \mathbf{c}(\exp(j2\pi f_0 T_e))|^2 \quad (33)$$

$$\text{Avec } \mathbf{c}(z_0) = \begin{bmatrix} \mathbf{c}(n_1, z_0) \\ \mathbf{c}(n_2, z_0) \\ \vdots \\ \mathbf{c}(n_K, z_0) \end{bmatrix} \text{ et où } \mathbf{c}(n, z_0) = \begin{bmatrix} z_0^{nI} \\ z_0^{nI+1} \\ \vdots \\ z_0^{nI+(I-1)} \end{bmatrix}$$

- Les étapes du procédé adapté au cas d'un émetteur à fréquence non nulle sont les suivantes :

**Etape n°III.a.1 :** Etapes I.1 jusqu'à I.4 décrites ci-dessus pour obtenir les

trains de symboles  $\{\hat{b}_{m-k_j}\}$  associés aux vecteurs de canal  $\hat{h}_z(k_j)$ .

**Etape n°III.a.2 :** Construction du vecteur  $\mathbf{w}$  de l'équation (32) à partir des  $\hat{h}_z(k_j)$ .

**Etape n°III.a.3 :** Maximisation du critère Porteuse( $f_0$ ) de l'équation (33) pour  
5 obtenir  $f_0$ .

**Etape n°III.a.4 :** Application de l'équation (30) pour déduire les symboles  $\{a_m\}$  des symboles  $\{b_m\}$ .

**Etape n°III.a.5 :** Etapes I.5 jusqu'à I.7 précédemment décrites.

Dans le cas d'un émetteur à fréquence non nulle et pour des multi-  
10 trajets décorrélés les étapes sont les suivantes :

**Etape n°III.b.1 :** Etapes II.a.1 jusqu'à II.a.4 décrites ci-dessus pour obtenir le vecteur  $\mathbf{z}(t)$  de l'équation (22).

**Etape n°III.b.2 :** Application des méthodes ICA [4] [5] [15] [19] pour estimer les  $L_c$  trains de symboles  $\{\hat{b}_{m,j}\}$  associés aux vecteurs de canal  $\hat{h}_{z,j}$ .

15 **Etape n°III.b.3 :** Remise en ordre des trains de symboles  $\{\hat{b}_{m,j}\}$  et des vecteurs de canal  $\hat{h}_{z,j}$  en appliquant les étapes A.1, A.2 et A.3 pour obtenir les trains de symboles  $\{\hat{b}_{m-k_j}\}$  associés aux vecteurs de canal  $\hat{h}_{z,j} = \hat{h}_z(k_j)$ .

**Etape n°III.b.4 :** Construction du vecteur  $\mathbf{w}$  de l'équation (32) à partir des  $\hat{h}_z(k_j)$ .

20 **Etape n°III.b.5 :** Maximisation du critère Porteuse( $f_0$ ) de l'équation (33) pour obtenir  $f_0$ .

**Etape n°III.b.6 :** Application de l'équation (30) pour déduire les symboles  $\{a_m\}$  des symboles  $\{b_m\}$ .

**Etape n°III.b.7 :** Choix du train de symboles associé au vecteur  $h_z(i)$  de plus  
25 fort module :  $\{\hat{a}_{m-i}\}$ .

**Etape n°III.b.8 :** Etapes II.a.7 jusqu'à II.a.9 décrites précédemment.

Dans le cas d'un émetteur à fréquence non nulle et pour des multi-trajets corrélés les étapes sont par exemple les suivantes :

**Etape n°III.c.1 :** Etapes II.b.1 jusqu'à II.b.6 n°2.2 pour obtenir le vecteur  $z(t)$  de l'équation (29).

**Etape n°III.c.2 :** Application des méthodes ICA [4] [5] [15] [19] pour estimer les  $L_c$  trains de symboles  $\{\hat{b}_{m,j}\}$  associés aux vecteurs de canal  $\hat{h}_{z,j}$ .

- 5 **Etape n°III.c.3 :** Remise en ordre des trains de symboles  $\{\hat{b}_{m,j}\}$  et des vecteurs de canal  $\hat{h}_{z,j}$  en appliquant les étapes A.1, A.2 et A.3 afin d'obtenir les trains de symboles  $\{\hat{b}_{m-k_j}\}$  associé aux vecteurs de canal  $\hat{h}_{z,j} = \hat{h}_z(k_j)$ .

**Etape n°III.c.4 :** Construction du vecteur  $w$  de l'équation (32) à partir des  $\hat{h}_z(k_j)$ .

- 10 **Etape n°III.c.5 :** Maximisation du critère  $\text{Porteuse}(f_0)$  de l'équation (33) pour obtenir  $f_0$ .

**Etape n°III.c.6 :** Application de l'équation (30) pour déduire les symboles  $\{a_m\}$  des symboles  $\{b_m\}$ .

- 15 **Etape n°III.c.7 :** Choix parmi les trains de symboles celui qui est associé au vecteur  $h_z(i)$  de plus fort module :  $\{\hat{a}_{m-i}\}$ .

**Etape n°III.c.8 :** Etapes II.b.8 jusqu'à II.b.10 précédemment décrites.

## Références

- 20 [1] RO.SCHMIDT. A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation, November 1981
- [2] WA.BROWN. Computationally efficient algorithms for cyclic spectral analysers, 4<sup>th</sup> ASSP workshop on spectrum modelling. Août 1988.
- 25 [3] SV.SCHELL et W.GARDNER, Detection of the number of cyclostationary signals in unknowns interference and noise, Proc Asilomar conf on signal, systems and computers, 5-9 november 1990.

- [4] J.F. CARDOSO, A. SOULOUMIAC, Blind beamforming for non-gaussian signals, IEE Proceedings-F, Vol.140, N°6, pp. 362-370, Dec. 1993.
- [5] P. COMON, Independent Component Analysis, a new concept?",Signal Processing, Elsevier", avril 1994, vol 36", n°3, pp 287-314.
- [6] S. MAYRARGUE, A blind spatio-temporal equalizer for a radio-mobile channel using the Constant Modulus Algorithm CMA, ICASSP 94, 1994 IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing, 19-22 avril 1994, Adelaide, SOUTH AUSTRALIA, pp 317-319.
- [7] E. MOULINES, P. DUHAMEL , J.F. CARDOSO et S. MAYRARGUE. Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters. IEEE transaction On signal Processing .Vol 43, n°2 , pp 516-525, Fevrier 1995.
- [8] V.VANDERVEEN , Joint Angle and delay Estimation (JADE) for signal in multipath environnements, 30<sup>th</sup> ASILOMAR conf on pacific grove, IEEE computer society, CA , Los Alamitos USA , 3-6 novembre 1996
- [9] P.CHEVALIER , V.CAPDEVIELLE, P.COMON, Behavior of HO blind source separation methods in the presence of cyclostionary correlated multipaths, IEEE SP Workshop on HOS, Alberta (Canada), July 1997.
- [10] A. FERREOL. Brevet n° 9800731. Procédé de détection cyclique en diversité de polarisation. 23 janvier 1998.
- [11] C. B. PAPADIAS et D. T. M. SLOCK, Fractionally spaced equalization of linear polyphase channels and related blind techniques based on

- multichannel linear prediction, IEEE Transactions On Signal Processing", mars 1999, vol 47,n°3, pp 641-654.
- [12] E. DE CARVALHO et D. T.M.SLOCK, A fast gaussian maximum-likelihood method for blind multichannel estimation, SPAWC 99, Signal Processing Advances in Wireless Communications, 9-12 mai 1999, Annapolis, US, pp 279-282.
- [13] H. ZENG et L. TONG, Blind channel estimation using the second-order statistics: Algorithms, IEEE Transactions On Signal Processing , Août 1999, vol 45, n°8,pp 1919-1930.
- 10 [14] A. FERREOL, P. CHEVALIER, On the behavior of current second and higher order blind source separation methods for cyclostationary sources, IEEE Trans. Sig. Proc., Vol.48, N°6, pp. 1712-1725, Juin 2000.
- [15] P. COMON , From source separation to blind equalization, contrast-based approaches, ICISP 01, Int. Conf. on Image and Signal Processing, 3-5 mai 2001, Agadir, Morocco, pp 20-32.
- 15 [16] L. PERROS-MEILHAC, E. MOULINES, K. ABED-MERAIM, P. CHEVALIER et P. DUHAMEL, Blind identification of multipath channels: A parametric subspace approach. IEEE transaction On signal Processing .Vol 49, n°7 , pp 1468-1480, Juillet 2001.
- 20 [17] I. JANG et S.CHOI, Why blind source separation for blind equalization of multiple channels, SAM 02, Second IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop , 4-6 août 2002, Rosslyn, US, pp 269-272.

- [18] A. FERREOL, L.ALBERA et P. CHEVALIER, Higher order blind separation of non zero-mean cyclostationnary sources, (EUSIPCO 2002), Toulouse, 3-6 Sept. 2002, pp 103-106.
- [19] L.ALBERA, A.FERREOL, P.CHEVALIER et P.COMON, ICAR, un  
5       algorithme d'ICA à convergence rapide, robuste au bruit , GRETSI ,  
Paris, 2003.
- [20] Z. Ding et J. Liang, A cumulant matrix subspace algorithm for blind  
single FIR channel identification. IEEE transaction On signal  
Processing .Vol 49, n°2 , pp 325-333, Février 2001.

## REVENDECATIONS

1 – Procédé de démodulation aveugle d'une source ou émetteur de forme  
 5 d'onde linéaire dans un système comportant une ou plusieurs sources et un  
 réseau de capteurs et un canal de propagation caractérisé en ce qu'il  
 comporte au moins les étapes suivantes :

- déterminer le temps symbole  $T$  et on échantillonne à  $T_e$  tel que  $T=IT_e$   
 ( $I$  entier),
- 10 • à partir des observations  $x(kT_e)$ , construire une observation spatio-  
 temporelle  $z(t)$  dont les sources mélangées sont des trains de  
 symbole de l'émetteur ,
- appliquer une méthode de type ICA sur le vecteur d'observation  $z(t)$   
 pour estimer les  $L_c$  trains de symboles  $\{ a_{m-i} \}$  associés aux vecteurs  
 15 de canal  $\hat{h}_{z,j} = \hat{h}_z(k_j)$ ,
- ordonner les  $L_c$  sorties  $(\hat{a}_{m,j}, \hat{h}_{z,j})$  dans le même ordre que les entrées  
 $(a_{m-i}, h_z(i))$  afin d'obtenir les vecteurs de canal de propagation  
 $\hat{h}_{z,j} = \hat{h}_z(k_j)$
- déterminer la phase  $\alpha_{i_{\max}}$  associée aux sorties.

20

2 – Procédé selon la revendication 1 caractérisé en ce que l'on estime les  
 paramètres du canal de propagation pour déterminer la fréquence porteuse  
 afin de compenser les trains de symboles pour les obtenir en bande de base.

25 3 - Procédé selon la revendication 1 caractérisé en ce qu'il comporte une  
 étape d'estimation des paramètres du canal de propagation en angle  $\theta_p$  et  
 retard  $\tau_p$ .

1/4

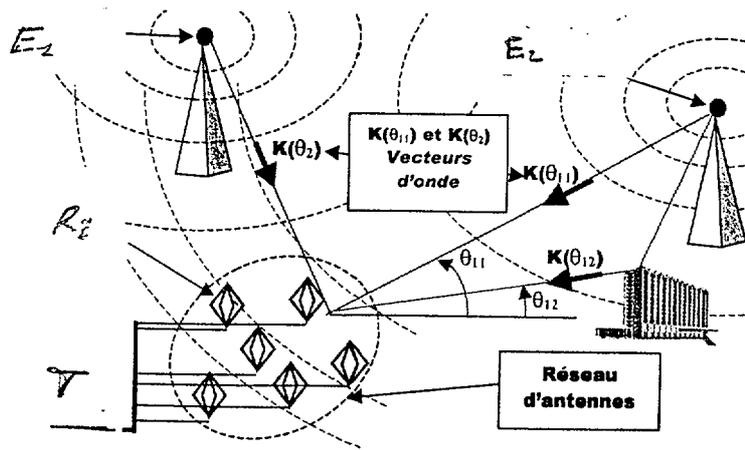


FIG.1

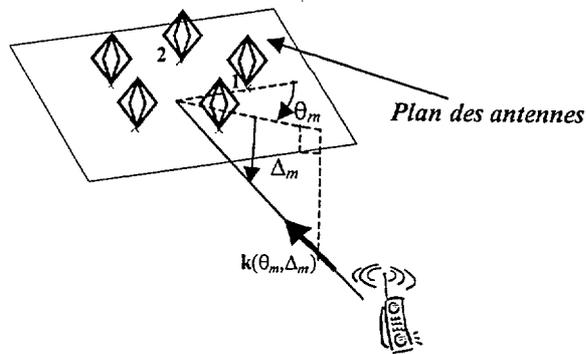


FIG.2

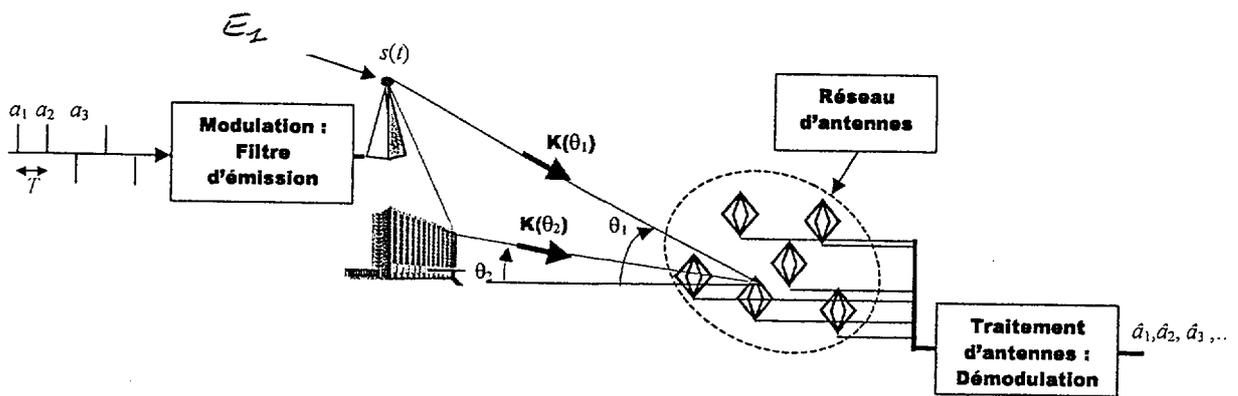


FIG.3

2/4

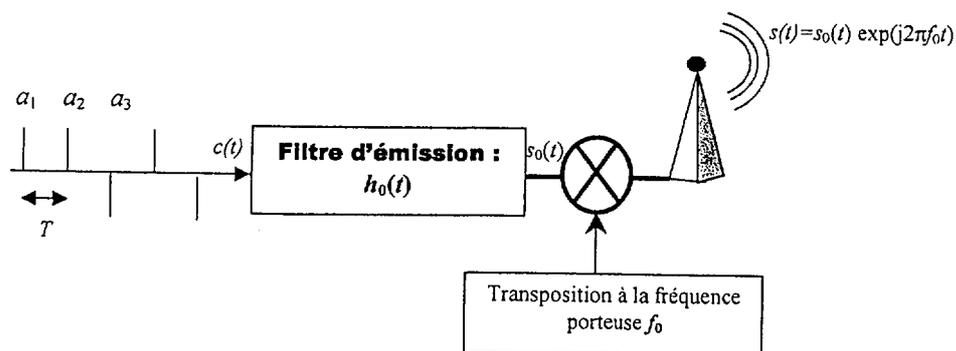


FIG.4

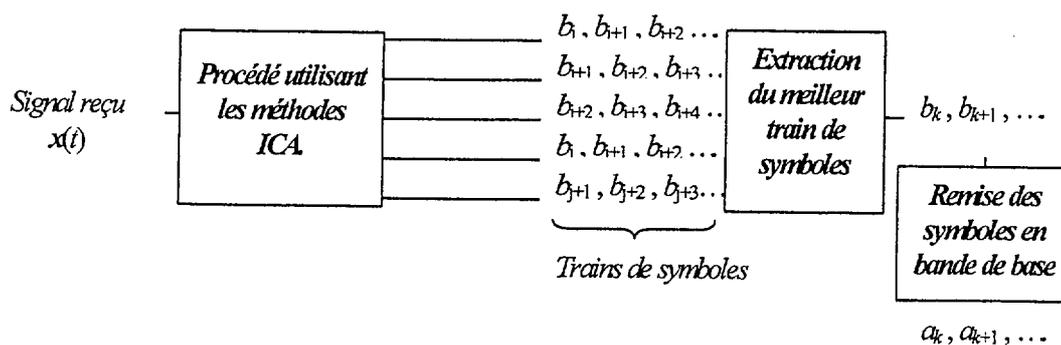


FIG.5

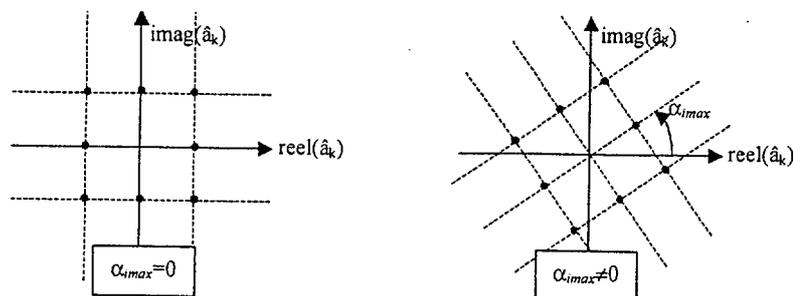


FIG.6

3/4

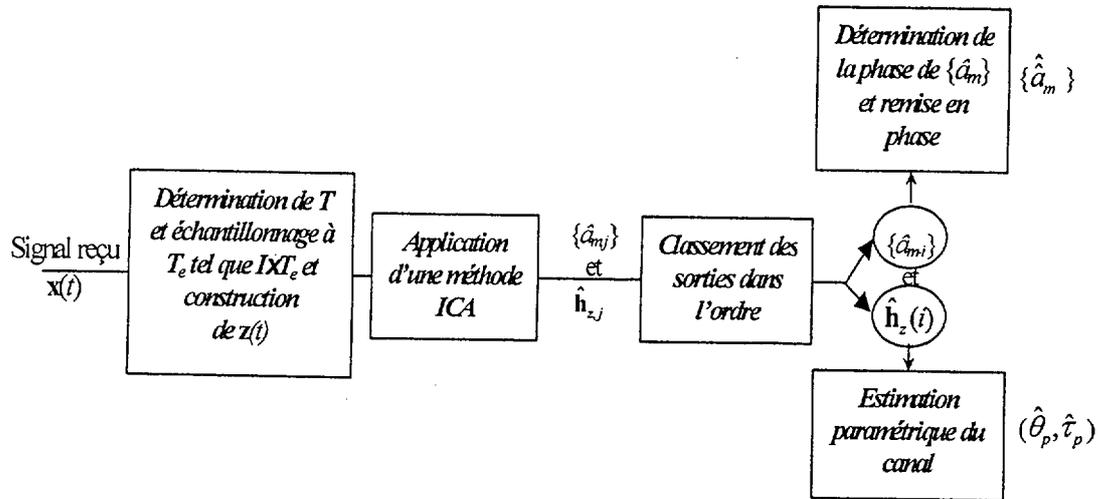


FIG. 7

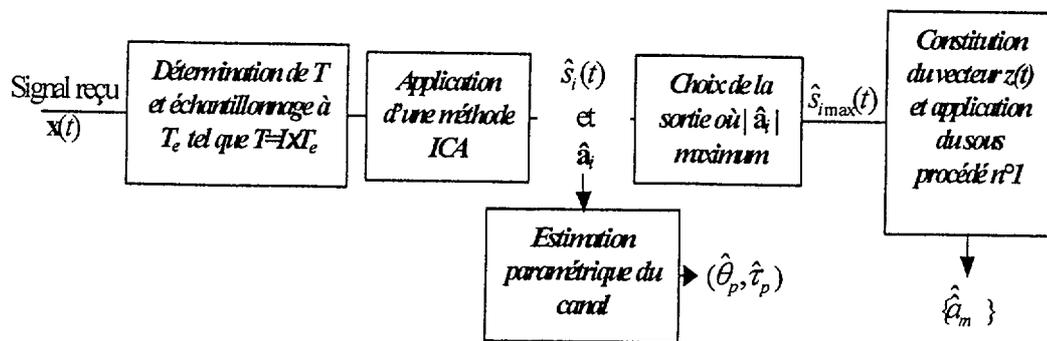


FIG. 8

4/4

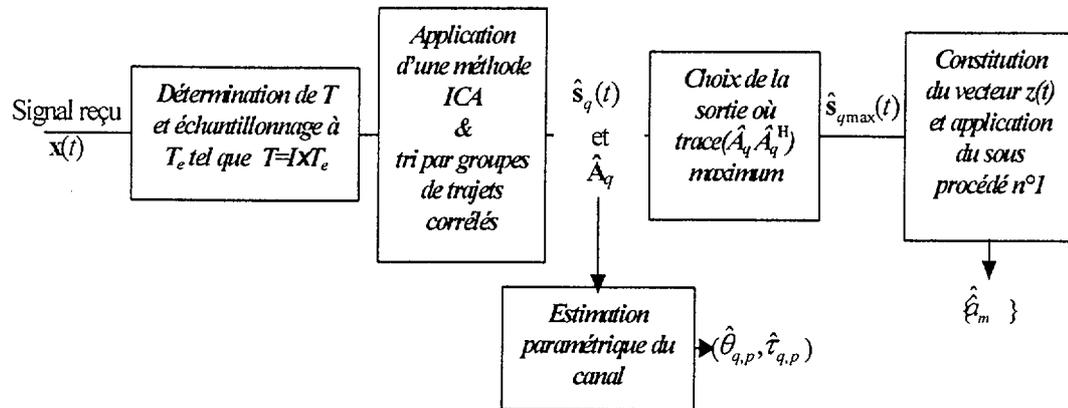


FIG.9



**RAPPORT DE RECHERCHE  
PRÉLIMINAIRE**

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

N° d'enregistrement  
national

FA 643830  
FR 0313125

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	ZARZOSO V ET AL: "CLOSED-FORM ESTIMATORS FOR BLIND SEPARATION OF SOURCES - PART I: REAL MIXTURES" WIRELESS PERSONAL COMMUNICATIONS, KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, NL, vol. 21, no. 1, avril 2002 (2002-04), pages 5-28, XP001115422 ISSN: 0929-6212 * page 7, alinéa 1 - page 8, alinéa 2 *	1-3	
P,A	WARNER E S ET AL: "Single-channel blind signal separation of filtered MPSK signals" IEE PROCEEDINGS: RADAR, SONAR & NAVIGATION, INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS, GB, vol. 150, no. 6, 1 décembre 2003 (2003-12-01), pages 396-402, XP006024347 ISSN: 1350-2395 * page 396, colonne 2, alinéa 2 * * page 397, colonne 1, dernier alinéa - page 398, colonne 1, alinéa 2 *	1-3	
			<b>DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (Int.CL.7)</b>
			H04L
		Date d'achèvement de la recherche	Examineur
		29 juin 2004	Yang, Y
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS		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	
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			