

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle
Bureau international



(10) Numéro de publication internationale
WO 2011/058067 A1

(43) Date de la publication internationale
19 mai 2011 (19.05.2011)

- (51) Classification internationale des brevets :
G01S 3/50 (2006.01) H04L 25/02 (2006.01)
G01S 3/74 (2006.01)
- (21) Numéro de la demande internationale :
PCT/EP2010/067229
- (22) Date de dépôt international :
10 novembre 2010 (10.11.2010)
- (25) Langue de dépôt : français
- (26) Langue de publication : français
- (30) Données relatives à la priorité :
0905474 13 novembre 2009 (13.11.2009) FR
- (71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US) :
THALES [—/FR]; 45 rue de Villiers, F-92200 Neuilly Sur Seine (FR).
- (72) Inventeurs; et
(75) Inventeurs/Déposants (pour US seulement) :
FERREOL, Anne [FR/FR]; 160 boulevard de Valmy, F-92700 Colombes (FR). OGGIONI, Baptiste [FR/FR]; 160, Boulevard de Valmy, F-92700 Colombes (FR).
- (74) Mandataires : DUDOUIT, Isabelle et al.; Marks & Clerk France, Immeuble Visium, 22, Avenue Aristide Briand, F-94117 Arcueil (FR).
- (81) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de protection nationale disponible) : AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de protection régionale disponible) : ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), européen (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[Suite sur la page suivante]

(54) Title : METHOD FOR MEASURING THE ANGLES OF MULTIPLE PATHS BY MEANS OF A TWO-WAY RECEIVER

(54) Titre : PROCEDE DE GONIOMETRIE DE MULTI-TRAJETS AVEC UN RECEPTEUR 2 VOIES

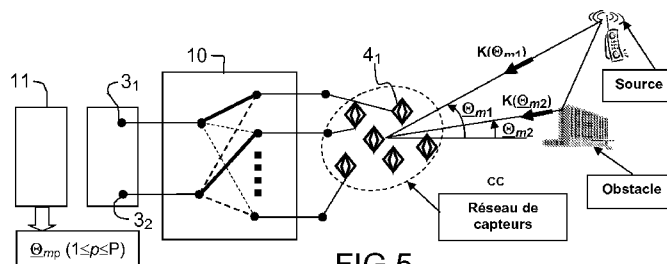


FIG. 5

CC Sensor network

$$\begin{bmatrix} h(\tau_1)^T \\ \vdots \\ h(\tau_p)^T \end{bmatrix} \quad (I)$$

(57) Abstract : The invention relates to a method for determining the angles of arrival or the direction of arrival of the multiple paths associated with a transmitter or source E_i in a system comprising N receiving antennas and a two-way switch, characterized in that same comprises at least the following steps: carrying out a symbol synchronization on the reference antenna (4₁) and then estimating the transfer matrix between the signal $x_i(nT_s)$ received on said reference antenna and the symbols C_n , where T_s is the symbol time, constructing two filters which will enable the signals to be estimated and detected on either side of the reference sequence $d(t)$, estimating the channel matrix $A_{1i} \cdot \Omega \cdot H$, on each of the commutations 1 to N from the knowledge of the estimated symbols C_n , and constructing the channel matrix $A \cdot \Omega \cdot H$, where H is the channel matrix defined by $x(nT_s) = A \cdot \Omega \cdot H \cdot c_n + b(nT_s)$ where $H =$ formula (I), with $x(nT_s)$ being the signal received on the N antennas, with $b(nT_s)$ being the noise and τ_p the values of the delays of the reflected paths, and estimating the value of the angle θ_p from the channel matrix $A \cdot \Omega \cdot H$.

(57) Abrégé :

[Suite sur la page suivante]



WO 2011/058067 A1



Publiée :

— avec rapport de recherche internationale (Art. 21(3))

Procédé pour déterminer les angles d'arrivée ou la Direction d'Arrivée des multi-trajets associés à un émetteur ou source E_i dans un système comportant N antennes de réception et un commutateur bivoies, caractérisé en ce qu'il comporte au moins les étapes suivantes : • effectuer une synchronisation symbole sur l'antenne (4₁) de référence puis estimer la matrice de passage entre le signal $x_1(nT_s)$ reçu sur ladite antenne de référence et les symboles C_n , où T_s est le temps symbole, • construire deux filtres qui permettront d'estimer et de détecter les symboles de part et d'autre de la séquence de référence $d(t)$, • estimer la matrice de canal $A_{1i} \cdot \Omega \cdot H$ sur chacune des commutations 1 à N à partir de la connaissance des symboles C_n estimés, et construire la matrice de canal $A \cdot \Omega \cdot H$, où H est la matrice de canal définie par $x(nT_s) = A \cdot \Omega \cdot H \cdot c_n + b(nT_s)$ où $H =$ formule (I). Avec $x(nT_s)$ le signal reçu sur les N antennes avec $b(nT_s)$ le bruit et τ_p les valeurs des retards des trajets réfléchis, • estimer la valeur de l'angle θ_p à partir de la matrice de canal $A \cdot \Omega \cdot H$.

PROCEDE DE GONIOMETRIE DE MULTI-TRAJETS AVEC UN RECEPTEUR 2 VOIES

L'objet de l'invention concerne un procédé et un système
5 permettant de trouver la Direction d'arrivée de plusieurs signaux sources E_i
dans un réseau comprenant N capteurs ou antennes de réception, avec au
moins deux voies de réception, une des antennes du réseau étant reliée de
manière continue à un récepteur 3_1 , via un commutateur bi-voies, les autres
 $N-1$ antennes recevant le signal uniquement lorsqu'elles sont reliées par
10 l'intermédiaire du commutateur deux voies à un deuxième récepteur 3_2 . Le
commutateur a une durée de commutation T et un temps de commutation
 δT .

Dans la suite de la description, la lettre p désigne l'indice d'un
trajet et M le nombre de trajets.

15

Le domaine technique dans lequel l'objet de la présente invention
s'applique, concerne le traitement d'antennes qui traite les signaux de
plusieurs sources émettrices à partir d'un système de réception multi-
capteurs. Dans un contexte électromagnétique, les capteurs sont des
20 antennes et les sources radioélectriques se propagent avec une polarisation
dépendante de l'antenne d'émission. Dans un contexte acoustique, les
capteurs sont des microphones (ou hydrophones) et les sources sont
sonores. La figure 1 montre un exemple de système de traitement
d'antennes qui est composé d'un réseau 1 de capteurs ou d'antennes 4_i
25 recevant des signaux issus de différentes sources avec des angles d'arrivée
 θ_p ou θ_m différents et d'un récepteur 3, la figure montre aussi les obstacles 2
sur lesquels les signaux sont réfléchis. Le domaine est plus particulièrement
celui de la goniométrie qui consiste à estimer les angles d'arrivées ou
incidences des sources E_i (DOA pour Direction Of Arrival en anglo-saxon).
30 Les capteurs ou antennes 4_i élémentaires du réseau qui reçoivent les
signaux émis par les sources avec une phase et une amplitude dépendant
en particulier de leurs angles d'incidences et de la position des capteurs. Les

angles d'incidence sont paramétrés en une dimension 1D par l'angle d'azimut θ_p ou θ_m et en deux dimensions 2D par l'azimut θ_p ou θ_m et l'élévation Δ_p ou Δ_m . D'après la figure 2, on définit une goniométrie 1D par des techniques qui estiment uniquement l'azimut en supposant que les ondes des sources se propagent dans le plan du réseau de capteurs. Lorsque la technique de goniométrie estime conjointement l'azimut et l'élévation d'une source on parle de goniométrie 2D.

L'un des objectifs des techniques de traitement d'antennes est principalement d'exploiter la diversité spatiale générée par la réception multi-antennes des signaux incidents qui consiste à utiliser la position spatiale des antennes du réseau pour mieux exploiter les divergences en incidence et en distance des sources.

Le domaine technique dans lequel se situe l'objet de la présente demande de brevet est celui de la goniométrie en présence de multi trajets résultant de la présence d'obstacles placés sur le trajet des signaux émis par la source comme il est illustré à la figure 3. La $m^{\text{ième}}$ source E_m se propage selon P trajets d'incidence θ_{mp} ($1 \leq p \leq M$) qui sont provoqués par $M-1$ obstacles dans l'environnement radioélectrique.

L'un des problèmes à résoudre est celui de la goniométrie des multi-trajets d'un émetteur émettant un signal qui comporte au moins un signal de référence TSC ou $d(t)$ au sein d'un message reçu et qui utilise la connaissance du filtre de la mise en forme du message, dans le cadre d'un système de réception de type bi-voies. Le système de réception est dit bi-voies, car il comporte deux récepteurs 3_1 et 3_2 , qui sont commutés alternativement et périodiquement sur un couple d'antennes 4_i , 4_j du réseau de capteurs comme il sera décrit dans la description qui suit. La goniométrie de multi-trajets nécessite la mise en œuvre d'un procédé haute résolution nécessitant un nombre de voies de réception strictement supérieur au nombre de trajets. Plus particulièrement, les méthodes de goniométrie utilisant un signal de référence supposent que le signal de référence soit détecté simultanément sur tous les capteurs. Avec un système de réception bi-voies, le signal de référence TSC peut être vu typiquement sur un seul

couple d'antennes du réseau de capteurs. En effet, le signal de référence peut avoir une durée inférieure au temps de commutation T .

Il est connu de l'art antérieur, des méthodes de goniométrie 2 voies. Par exemple, le brevet du Demandeur US 6 989 789 divulgue un système et un procédé pour réaliser une goniométrie de plusieurs sources en présence d'un système de réception composé de 2 voies. Dans ce procédé, il est envisagé les 2 variantes de mise en œuvre suivantes :

- Une première alternative applicable dans le cas général, plusieurs sources et plusieurs trajets, qui nécessite un algorithme coûteux en temps de calcul tel que le maximum de vraisemblance, méthode connue de l'Homme du métier,
- Une deuxième alternative dont le coût de calcul est équivalent à celui de l'algorithme MUSIC connu des spécialistes du traitement de signal, nécessite l'existence de sources (trajet d'un émetteur) ayant des spectres différents. Cette alternative ne peut être appliquée en présence de multi-trajets ou dans un réseau de radio-communication tel que le GSM où tous les mobiles ont le même spectre.

Il est aussi connu des méthodes de goniométrie à référence par exemple dans les brevets US 6 693 591 et US 7 019 635 du Demandeur qui utilisent des signaux de référence et qui présentent l'avantage d'isoler un émetteur parmi les autres. On isole la matrice de covariance de l'émetteur dont le signal de référence est connu afin d'estimer les Directions d'Arrivée des trajets en mettant en œuvre une des méthodes connues de l'Homme du métier de type MUSIC ou maximum de vraisemblance. Dans ce procédé, le système de réception doit être composé d'autant de voies de réception que d'antennes ou capteurs et le signal de référence TSC ou $d(t)$ doit apparaître de façon synchrone sur toutes les antennes du réseau. Sachant que le signal de référence est de durée limitée, le signal peut être détecté sur une seule commutation dans un système de réception bi-voies lorsque le temps de la commutation est supérieur à la durée du signal de référence, ce qui peut engendrer une perte d'informations.

Du point de vue du Demandeur, les méthodes décrites dans les références précitées et connues de l'art antérieur, permettent une résolution partielle du problème technique posé. Les méthodes de goniométrie Haute Résolution avec un système de réception bi-voies envisagées dans le brevet
 5 US 6 989 789 ne sont pas applicables en présence de multi-trajets avec un coût de calcul équivalent à MUSIC car la deuxième alternative nécessite des sources ayant des spectres différents. En effet, les signaux de chacun des trajets ne sont que des versions plus ou moins retardées du signal émis, qui ont de fait la même densité spectrale et la même fonction d'auto-corrélation.
 10 Les méthodes de goniométrie décrites dans les 2 brevets US 6 693 591 et US 7 019 635 nécessitent que le signal de référence soit présent sur toutes les commutations d'antennes. Au pire, ce signal peut être présent uniquement sur 2 antennes permettant d'effectuer une goniométrie avec le réseau associé de 2 antennes. Toutefois cela permet au mieux d'estimer la
 15 direction d'arrivée d'une seule source sous la condition que deux antennes soient distantes de moins de $\lambda/2$.

L'algorithme MUSIC exploite les propriétés de la matrice de covariance du signal afin d'estimer des paramètres tels que les incidences des sources. Or le système de commutation présente l'inconvénient de ne
 20 donner accès qu'à une partie des informations de la matrice de covariance.

En effet, dans le cas multivoies, il est possible d'estimer les N^2 éléments $r_{x_i x_j}$ de la matrice de covariance \mathbf{R}_{xx} qui s'écrit :

$$\mathbf{R}_{xx} = \begin{bmatrix} r_{x_1 x_1} & r_{x_1 x_2} & \cdots & r_{x_1 x_N} \\ r_{x_2 x_1} & r_{x_2 x_2} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ r_{x_N x_1} & \cdots & & r_{x_N x_N} \end{bmatrix}$$

Or, dans le cas bi-voies, il est impossible d'estimer toutes les
 25 intercorrélations $r_{x_i x_j}$, pour $i \neq j$ et $i > 1$ nécessaires pour reconstruire la matrice \mathbf{R}_{xx} .

Le procédé selon l'invention consiste donc à adapter l'algorithme de goniométrie afin de ne pas utiliser la matrice de covariance selon l'art

antérieur, mais d'utiliser une matrice de direction \mathbf{A} dont les colonnes correspondent à des vecteurs de direction ou vecteurs directeurs de chacun des trajets, afin de séparer les différents trajets. La construction de la matrice de covariance s'appuie notamment sur la connaissance des séquences d'apprentissage contenues dans le message et aussi sur la connaissance du filtre de mise en forme de la modulation linéaire. Dans le cas du GSM (Global System Mobile) où la modulation est une modulation de type GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), le filtre de mise en forme utilisé sera celui de la version linéarisé de la GMSK et les séquences d'apprentissage seront celles des signaux TSC (abrégé anglo-saxon de Training Sequence Code), TCH (Traffic Channel) ou RACH (Random Access Channel). Le procédé selon l'invention va contenir une première étape de synchronisation qui utilise les symboles des séquences de référence, puis le signal reçu est démodulé autour de la séquence en utilisant le filtre de mise en forme de la modulation concernée (GSM, UMTS, etc ...).

L'invention concerne un procédé pour déterminer les angles d'arrivée ou la Direction d'Arrivée des multi-trajets associés à un émetteur ou source E_i dans un système comportant N antennes de réception, une desdites antennes étant une antenne de référence reliée en continu à un premier récepteur et les $N-1$ autres antennes étant reliées à un deuxième récepteur, de manière discontinue grâce à un commutateur bivoies, ladite antenne de référence recevant un signal $x_1(t)$ en continu, ledit signal comprenant une séquence de référence $d(t)$, caractérisé en ce qu'il comporte au moins les étapes suivantes :

- effectuer une synchronisation symbole sur l'antenne de référence puis estimer la matrice de passage entre le signal $x_1(nT_s)$ reçu sur ladite antenne de référence et les symboles c_n , où T_s est le temps symbole,
- construire deux filtres qui permettront d'estimer et de détecter les symboles de part et d'autre de la séquence de référence $d(t)$ constituées des symboles d_n ,

- estimer la matrice de canal $\mathbf{A}_i \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$ sur chacune des commutations 1 à N à partir de la connaissance des symboles c_n estimés et des signaux $x_1(nT_s)$, et construire la matrice de canal $\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$ où \mathbf{H} est la matrice de canal définie par

$$5 \quad \mathbf{x}(nT_s) = \mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{c}_n + \mathbf{b}(nT_s) \quad \text{où } \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}(\tau_1)^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}(\tau_M)^T \end{bmatrix}$$

avec $\mathbf{x}(nT_s)$ le signal reçu sur les N antennes avec $\mathbf{b}(nT_s)$ le bruit et τ_p les valeurs des retards des trajets réfléchis,

- estimer la valeur de l'angle θ_p à partir de la matrice de canal $\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$.

L'étape de synchronisation symbole est, par exemple, exécutée de la manière suivante :

en considérant le signal reçu sur l'antenne de référence (4₁)

$$x_1((n+i)T_s) = \mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{d}_n + b_1((n+i)T_s) \quad \text{pour } 1 \leq n \leq K$$

où K est le nombre de symboles de la séquence de référence, où \mathbf{A}_1 est la première ligne de la matrice \mathbf{A} , chercher l'indice i qui minimise l'écart entre

15 $x_1((n+i)T_s)$ signal reçu sur l'antenne (4₁) et $\mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{d}_n$ tel que

$$i = \min_k (C_{ri}(k)) \quad \text{avec } C_{ri}(k) = \sum_{n=1}^K |x_1((n+k)T_s) - \mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{d}_n|^2$$

Une fois que l'indice i de synchronisation est estimé, la matrice canal $\mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$ est estimée en effectuant

$$\overline{\mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} = \hat{r}_{x_1 d_n}(k) \left(\hat{\mathbf{R}}_{d_n d_n} \right)^{-1}$$

20 Les deux filtres dit filtre avant et filtre arrière vérifient respectivement les équations suivantes :

$$\hat{c}_{n-p} = \frac{x_1(nT_s) - \sum_{k=-P+1}^P h_k c_{n-k}}{h_{-p}}$$

$$\hat{c}_{n+P} = \frac{x_1(nT_s) - \sum_{k=-P}^{P-1} h_k c_{n-k}}{h_p}$$

Le procédé peut comporter une étape d'estimation à partir des valeurs estimées des coefficients \hat{c}_n , puis une étape où l'on applique une méthode MMSE qui consiste à minimiser la distance euclidienne entre \hat{c}_n et les états η_k d'une constellation.

Dans le cas de la GMSK qui est à 4 états comme la QPSK alors $\eta_1 = 1$, $\eta_2 = -1$, $\eta_3 = j$ et $\eta_4 = -j$, le symbole démodulé est alors

$$\bar{c}_n = \eta_k \quad \text{tel que } k = \min_i \left(|\hat{c}_n - \eta_i|^2 \right)$$

Dans le cas de la GMSK où le module des symboles vérifie $|c_n| = 1$, le procédé comprend une étape d'amélioration du calcul MMSE en effectuant

$$\bar{c}_n = j^n \alpha_k \quad \text{tel que } k = \min_i \left(\left| \exp(j \text{angle}(\hat{c}_n)) j^{-n} - \alpha_i \right|^2 \right)$$

Selon une variante de réalisation, la matrice de canal complète $\mathbf{A}.\mathbf{\Omega}.\mathbf{H}$ est estimée à partir des symboles $\{c_n\}$ et des observations commutées qui vérifie

$$x_i(nT_s) = \mathbf{A}_i.\mathbf{\Omega}.\mathbf{H}.\mathbf{c}_n + b_i(nT_s) \quad \text{pour } \frac{(i-1)T}{T_s} \leq n \leq \frac{iT}{T_s}$$

où $\mathbf{A}_i.\mathbf{\Omega}.\mathbf{H}$ est la i-ième ligne de $\mathbf{A}.\mathbf{\Omega}.\mathbf{H}$.

La matrice $\mathbf{A}_i.\mathbf{\Omega}.\mathbf{H}$ est, par exemple, obtenue au sens des moindres carrés en minimisant l'écart entre $x_i(nT_s)$ et \mathbf{c}_n pour obtenir :

$$\overline{\mathbf{A}_i.\mathbf{\Omega}.\mathbf{H}} = \hat{r}_{x_i c_n} \left(\hat{\mathbf{R}}_{c_n c_n} \right)^{-1}$$

sachant que

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{r}_{x_i c_n}(k) &= \sum_{n=n_1}^{n_2} x_1(nT_s) \cdot \mathbf{c}_n^H \\ \hat{\mathbf{R}}_{c_n c_n} &= \sum_{n=n_1}^{n_2} \mathbf{c}_n \cdot \mathbf{c}_n^H \end{aligned} \right. \text{ avec } \left\{ \begin{aligned} n_1 &= \frac{(i-1)T}{T_s} \\ n_2 &= \frac{iT}{T_s} \end{aligned} \right.$$

La matrice $\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$ est alors reconstruite de la manière suivante

$$\overline{\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} \\ \vdots \\ \overline{\mathbf{A}_N \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} \end{bmatrix}$$

5 Selon une autre variante, le procédé comporte au moins une étape où l'on applique une méthode de goniométrie sur chacune des colonnes de \mathbf{A} afin de trouver les valeurs d'incidence θ_p de chacun des trajets, et les étapes suivantes :

- estimer les valeurs des retards τ_p pour $1 \leq p \leq M$ où M est le nombre de trajets à partir de la matrice $(\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H})^H (\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H})$. et de la connaissance du vecteur $\mathbf{h}(\tau)$, et
- à partir de la connaissance de $\mathbf{h}(\tau)$ et des valeurs des retards τ_p déterminer une matrice \mathbf{H} et en déduire la matrice \mathbf{A} ou une matrice dépendant linéairement de \mathbf{A} .

15 Selon un autre mode de réalisation, le procédé comporte une étape où l'on applique un algorithme de type MUSIC sur la matrice $(\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H})(\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H})^H$.

20 D'autres caractéristiques et avantages du procédé et du système selon l'invention apparaîtront mieux à la lecture de la description qui suit d'un exemple de réalisation donné à titre illustratif et nullement limitatif d'un exemple de réalisation annexé des figures qui représentent :

- La figure 1 le schéma d'un réseau de capteurs dans lequel l'invention peut être implémentée et le trajet d'un émetteur se propageant dans ce réseau,
- La figure 2, l'incidence d'une source,
- 25 • La figure 3, la propagation en multi-trajets,

- La figure 4, un exemple d'un réseau de capteurs de position,
- La figure 5, un exemple de système de réception bi-voies selon l'invention,
- La figure 6, un synoptique de commutation des capteurs au cours du temps,
- La figure 7, un exemple de signal $s(t)$ contenant des signaux de référence,
- La figure 8, un exemple de synoptique des différentes étapes mises en œuvre par le procédé selon l'invention,
- La figure 9, un exemple de représentation de la synchronisation symbole pour le cas de trajets corrélés,
- la figure 10, une représentation de la synchronisation symbole pour le cas des trajets décorrélés,
- la figure 11, une synchronisation symbole décalée ou shiftée,
- la figure 12, un exemple de résultat obtenu par la mise en œuvre du procédé selon l'invention.

Afin de mieux faire comprendre l'objet de l'invention, l'exemple qui suit est donné, à titre illustratif, dans le cadre d'un signal de type GSM, dans lequel un signal de référence TSC est toujours présent dans un message, le signal étant modulé avec une modulation GMSK.

Sans sortir du cadre de l'invention, les étapes qui vont être décrites par la suite peuvent aussi être utilisées pour tous types de signaux modulés linéairement qui comportent une structure ou un format tel qu'il comporte une séquence sur laquelle peut se synchroniser un récepteur, et dont on connaît l'expression du filtre de mise en forme ou filtre utilisé pour moduler les symboles du message.

Les signaux de radio-communication ont, de par leur nature, des signaux de référence dans le but, notamment, de construire des récepteurs ou égaliseur qui annulent les effets des multi-trajets ainsi que ceux des interférences. C'est, par exemple, le cas des signaux GPS, des signaux radar qui sont généralement composés de répliques pour mesurer le temps de propagation entre l'émission et la réception.

Sur la figure 5 est représenté un exemple d'architecture de système comprenant N capteurs 4_i en liaison avec un commutateur 10, lui-même relié à deux récepteurs 3₁, 3₂. La première antenne 4₁ reçoit en continu un signal x₁(t), l'antenne est reliée au récepteur de référence 3₁. Les signaux x_n(t) des N-1 autres antennes commutent régulièrement sur le deuxième récepteur 3₂, c'est-à-dire que le récepteur R₂ va recevoir les signaux reçus des N-1 autres antennes qui ne sont pas l'antenne de référence.

La durée d'une commutation est notée T et le temps de commutation δT. Ce type de récepteur bi-voies permet ainsi de récupérer une quantité d'informations pratiquement identique à celle reçue par un système multi-voies et donc d'estimer des directions d'arrivée en adaptant les algorithmes de goniométrie. Ceci permet notamment de réduire le coût d'un système de réception tout en conservant quasiment les mêmes performances.

Avant de décrire les étapes spécifiques mises en œuvre par le procédé selon l'invention, quelques rappels sur la composition d'un signal dans le cadre d'une modulation linéaire telle que la modulation GMSK sont donnés.

Cas du système classique multi-voies en présence de multi-trajets

Le signal émis $s(t)$ par les émetteurs du système de commutation est dans l'exemple celui d'une modulation linéaire contenant un signal de référence $d(t)$. Le signal $s(t)$ qui est transmis au travers d'un canal de propagation, subit le phénomène précédemment évoqué des multi-trajets, puis est capté par un réseau de N antennes. Le signal reçu sur les N antennes s'écrit donc :

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ \dots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = \sum_{p=1}^M \rho_p \mathbf{a}(\theta_p) s(t - \tau_p) + \mathbf{b}(t) \quad 3.1$$

où $(\rho_p, \tau_p, \theta_p)$ sont respectivement les paramètres amplitude, retard de propagation, angle d'arrivée du p -ième trajet, M est le nombre de trajet,

$\mathbf{a}(\theta_p)$ la réponse du réseau d'antennes à un trajet p arrivant selon un angle θ_p et $\mathbf{b}(t)$ le bruit.

L'écriture matricielle de l'équation 3.1 est la suivante :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}.\mathbf{\Omega}.\mathbf{s}(t) + \mathbf{b}(t) \text{ où } \mathbf{\Omega} = \begin{bmatrix} \rho_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \rho_M \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

5 est la matrice des amplitudes de M trajets, $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1) \ \dots \ \mathbf{a}(\theta_M)]$ est la matrice de mélange des trajets ou sources que l'on dénomme aussi « matrice directrice ». Les colonnes de cette matrice directrice sont les vecteurs directeurs des trajets.

Le vecteur $\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} s(t - \tau_1) \\ \vdots \\ s(t - \tau_M) \end{bmatrix}$

10 est composé des signaux des multi-trajets qui sont des versions retardés du signal émis.

Le phénomène de multi-trajets est modélisé dans cet exemple par des multi-trajets spéculaires. Le signal émis lorsqu'il rencontre un obstacle est réfléchi dans une seule direction, contrairement à des multi-trajets diffus, réfléchis suivant un continuum de directions. A chaque trajet p est donc associé un unique triplet $(\rho_p, \tau_p, \theta_p)$ désignant respectivement la puissance, le retard de propagation et l'angle d'arrivée pour $1 \leq p \leq M$, sachant que M est le nombre de trajets. On note alors :

$$\mathbf{a}(\theta) = [a_1(\theta) \ \dots \ a_N(\theta)]^T \tag{3.3}$$

20 la réponse du réseau des N antennes à un signal arrivant selon un angle θ . La réponse $a_i(\theta)$ de la i^{ème} antenne à un signal arrivant selon un angle θ s'écrit en fonction des coordonnées x_i et y_i de l'antenne, de la longueur d'onde λ du signal émis et de l'angle d'incidence θ .

$$a_i(\theta) = \exp\left(2j\pi \frac{[x_i \cos(\theta) + y_i \sin(\theta)]}{\lambda}\right) \quad 3.4$$

Cas du système deux voies en présence de multitrajets

L'équation 3.1 est toujours vérifiée au niveau de la réception des antennes. Toutefois, le système d'acquisition 2 voies reçoit en continu sur le premier récepteur 3_1 le signal $x_1(t)$, tandis que le deuxième récepteur 3_2 , du fait de la commutation, va recevoir alternativement les signaux $x_2(t)$ à $x_N(t)$ pour des tranches temporelles en « t » disjointes. Le système permet de corrélérer les signaux $x_i(t)$ et $x_j(t)$ lorsque $i > 1$ et $j > 1$. Le système dispose donc de signaux tronqués et non plus de la totalité des signaux reçus. Un exemple des signaux reçus sur les voies 1, ..., i, ..., N est représenté à la figure 6. Les parties hachurées correspondent à la durée de réception du signal sur un capteur donné.

De manière à alléger les calculs de la description mathématique, quelques notations supplémentaires sont utilisées

$$\mathbf{x}_{ij}(t) = \begin{bmatrix} x_i(t) \\ x_j(t) \end{bmatrix} \quad 3.5$$

correspond aux signaux reçus sur les $i^{\text{ème}}$ et $j^{\text{ème}}$ antennes. On note également $\mathbf{A}_{ij} = [\mathbf{a}_{ij}(\theta_1) \cdots \mathbf{a}_{ij}(\theta_M)]$ la sous-matrice de la matrice de direction \mathbf{A} associée aux antennes i et j , car \mathbf{A}_{ij} contient les $i^{\text{ème}}$ et $j^{\text{ème}}$ lignes de la matrice \mathbf{A} . Le vecteur $\mathbf{a}_{ij}(\theta) = [a_i(\theta) \ a_j(\theta)]^T$ est la réponse de ce couple d'antenne d'indice i, j à un signal arrivant selon un angle θ et est de la même manière un sous-vecteur de $\mathbf{a}(\theta)$.

Hypothèse du contexte

Le temps de commutation δt du système d'acquisition sera par la suite considéré nul.

L'idée mise en œuvre dans le procédé et le système selon l'invention (figure 8) est de concevoir un traitement des signaux permettant de reconstruire la matrice de direction \mathbf{A} (ou une matrice dépendant de manière linéaire de \mathbf{A})

afin de séparer les M différents trajets. Le procédé appliquera ensuite un algorithme de goniométrie, par exemple, l'algorithme de type MUSIC sur chaque colonne de la matrice de direction précitée.

Pour cela l'objectif est de démoduler les signaux modulés linéairement
 5 autour de la séquence de référence, connaissant le filtre de mise en forme utilisé lors de la modulation du signal. Cette étape nécessite de connaître la position du premier symbole modulé de la séquence d(t) constituée de symboles d_n dans les signaux reçus sur les antennes 4₁, ..., 4_N. Une étape dite de synchronisation symbole est donc utilisée ici.

10 **Modélisation suivant une matrice de canal**

Le signal s(t) de l'équation 3.1 est supposé modulé linéairement en vérifiant

$$s(t) = \sum_i c_i C_0(t - iT_s) \tag{4.1}$$

où C₀(t) est le filtre de mise en forme connu, T_s est le temps symbole et les
 15 c_i sont des symboles appartenant à une constellation. Dans le cas de la GMSK, le signal modulé s'écrit

$$s(t) = \exp\left(j2\pi h \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n q(t - nT_s)\right) \approx \sum_i c_i C_0(t - nT_s) \tag{4.2}$$

où les symboles a_n valent 1 ou -1, et où q(t) = ∫^t g(u)du sachant que g(t)
 20 est le filtrage d'une fonction portée par un filtre g[∞]aussien. La linéarisation de la GMSK est telle que

$$\begin{cases} C_0(t) = S_0(t)S_1(t)S_2(t) \text{ pour } |t| < 2T_s \\ c_n = j^m \prod_{i=-\infty}^n a_i \end{cases} \tag{4.3}$$

où

$$S_n(t) = \frac{\sin(\psi(t + (n-L)T_s))}{S} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \psi(t) = q(t - LT_s/2) \text{ si } t < 0 \\ \psi(t) = h\pi - q(t + LT_s/2) \text{ si } t \geq 0 \end{cases} \quad 4.4$$

sachant que pour la GMSK du GSM $L=3$. La modulation GMSK peut alors être vue comme une QPSK modulé linéairement par le filtre $C_0(t)$. Selon 4.1

5 on peut écrire le signal modulé comme

$$s(nT_s + \tau) = \sum_{i=-P}^P c_{n+i} C_0(iT_s + \tau) = \mathbf{h}(\tau)^T \mathbf{c}_n \quad 4.5$$

où $\mathbf{h}(\tau)^T = [C_0(\tau - PT_s) \cdots C_0(\tau) \cdots C_0(\tau + PT_s)]$ et les symboles appartenant aux constellations $\mathbf{c}_n = [c_{n-P} \cdots c_n \cdots c_{n+P}]^T$. En conséquence, le signal de l'équation 3.2 (signal reçu sur les N antennes de

10 réception) devient

$$\mathbf{x}(nT_s) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{c}_n + \mathbf{b}(nT_s) \quad \text{où} \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}(\tau_1)^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}(\tau_M)^T \end{bmatrix} \quad 4.6$$

est la matrice de canal. En notant par d_k pour $1 \leq k \leq K$, les symboles de la séquence de référence l'objectif de la synchronisation symbole est de trouver l'indice i de symbole tel que

$$15 \quad \mathbf{x}((n+i)T_s) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{d}_n + \mathbf{b}((n+i)T_s) \quad \text{pour } 1 \leq n \leq K \quad 4.6'$$

sachant que $\mathbf{d}_n = [d_{n-P} \cdots d_n \cdots d_{n+P}]^T$. Dans le cas particulier des séquences TSC du GSM $K=26$.

Les étapes de l'algorithme consisteront tout d'abord à effectuer une synchronisation symbole 20 sur l'antenne 4₁ de référence puis à estimer la matrice de passage entre le signal $x_1(nT_s)$ et les symboles c_n . Cela permettra de construire des filtres avant et arrière qui permettront d'estimer et de détecter par la méthode quadratique par exemple MMSE, les symboles de part et d'autre de la séquence d'apprentissage. Une fois que les symboles c_n seront estimés 21, il sera possible d'estimer la matrice de canal

$\mathbf{A}_i \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$, 22, sur chacune des commutations puis de construire la matrice de canal $\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$. Il sera alors possible d'estimer 23 les retards τ_p pour $1 \leq p \leq M$ à partir de la matrice $(\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H})^H (\mathbf{A}_i \cdot \Omega \cdot \mathbf{H})$, et de la connaissance du vecteur $\mathbf{h}(\tau)$. La connaissance de $\mathbf{h}(\tau)$ et des τ_p permettra de calculer la matrice \mathbf{H} et de déduire la matrice \mathbf{A} , 24. Une goniométrie 25 sur chacune des colonnes de \mathbf{A} donnera alors l'incidence θ_p de chacun des trajets. Une méthode plus directe de goniométrie des trajets consiste à appliquer un algorithme de type MUSIC sur la matrice $(\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H})(\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H})^H$. A partir de l'estimation des valeurs $\mathbf{A}_i \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$, il sera aussi possible d'estimer les valeurs des angles θ_p à partir de la matrice $(\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H})^H (\mathbf{A}_i \cdot \Omega \cdot \mathbf{H})^H$ pour $1 \leq p \leq M$, 26.

Synchronisation symbole

La synchronisation symbole est effectuée sur l'antenne 4₁ de référence où le signal de l'équation 4.6 reçu sur l'antenne de référence devient

$$x_1((n+i)T_s) = \mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{d}_n + b_1((n+i)T_s) \quad \text{pour } 1 \leq n \leq K \quad 4.7$$

où \mathbf{A}_1 est la première ligne de la matrice \mathbf{A} . La synchronisation symbole consiste à chercher l'indice i qui minimise l'écart entre $x_1((n+i)T_s)$ et $\mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{d}_n$ tel que

$$i = \min_k (C_{ri}(k)) \quad \text{avec} \quad C_{ri}(k) = \sum_{n=1}^K |x_1((n+k)T_s) - \mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{d}_n|^2 \quad 4.8$$

20 En normalisant on obtient

$$i = \max_k (C(k)) \quad \text{avec} \quad C_{ri}(k) = \frac{\hat{r}_{x_1 d_n}(k) (\hat{\mathbf{R}}_{d_n d_n})^{-1} \hat{r}_{x_1 d_n}(k)^H}{\hat{r}_{x_1 x_1}} \quad 4.9$$

sachant que

$$\begin{cases} \hat{r}_{x_1 d_n}(k) = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K x_1((n+k)T_s) \cdot \mathbf{d}_n^H \\ \hat{\mathbf{R}}_{d_n d_n} = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K \mathbf{d}_n \cdot \mathbf{d}_n^H \\ \hat{r}_{x_1 x_1} = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K |x_1((n+k)T_s)|^2 \end{cases} \quad 4.10$$

Une fois que l'indice i de synchronisation a été estimé, la matrice $\mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$ est estimée en effectuant

$$\overline{\mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} = \hat{r}_{x_1 d_n}(k) (\hat{\mathbf{R}}_{d_n d_n})^{-1} \quad 4.11$$

- 5 Le critère de synchronisation symbole est illustré sur les figures 9, 10 et 11 dans le cas d'une modulation GMSK pour différentes valeurs de P sachant que $\mathbf{d}_n = [d_{n-P} \ \dots \ d_n \ \dots \ d_{n+P}]^T$ dans le cas de trajets corrélés pour les figures 9 et 11 et de trajets décorrélés pour la figure 10.

- On constate que dans les exemples des figures 9 et 10 lorsque P=0, que le pic de synchronisation ne monte pas à 1. En effet le modèle de canal de l'équation 4.7 est dans ce cas est supposé à 1 coefficient car $\mathbf{d}_n = d_n$ alors que dans le cas de la GMSK le canal $\mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$ s'étaie au moins sur 3 symboles qui donne 3 coefficients. Dans le cas de la figure 11 pour le scénario de trajets corrélés, où le canal est supposé s'étaler sur 3 coefficients avec P=1, le critère de synchronisation donne bien un pic qui monte à 1. Cela veut dire que l'hypothèse faite sur la longueur du canal est juste et que la synchronisation symbole fonctionne.

- D'un point de vue pratique l'étalement du canal dépend, d'une part de l'étalement temporel T du filtre de mise en forme $C_0(t)$ et d'autre part de l'étalement du canal caractérisé par les retards des multi-trajets. On a donc la relation suivante

$$(2P-1)T_s = T_c + \max_p(\tau_p) - \min_p(\tau_p) \quad 4.12$$

sachant que $C_0(t) = 0$ lorsque $|t| < \frac{T_c}{2}$

La valeur optimale de P est alors

$$P_{opt} = \frac{T_c + \max_p(\tau_p) - \min_p(\tau_p)}{2T_s} + 1 \quad 4.13$$

En conséquence lorsque $P \geq P_{opt}$ alors le critère de synchronisation symbole montera à 1.

5 Démodulation

La démodulation est effectuée à partir de la matrice de canal $\mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$ et de la séquence de référence caractérisée par les symboles d_k pour $1 \leq k \leq K$, sachant que

$$\begin{cases} x_1(nT_s) \approx \mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{c}_n = \sum_{k=-P}^P h_k c_{n-k} \\ x_1((n+i)T_s) \approx \mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{d}_n = \sum_{k=-P}^P h_k d_{n-k} \text{ pour } 1 \leq n \leq K \end{cases} \quad 4.14$$

- 10 où h_i est le i -ième coefficient de la matrice de canal $\mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$. Estimer et détecter les symboles $\{c_n\}$ à partir des coefficients de canal h_i et d'une séquence de référence $d(t)$ est un problème très classique de démodulation qui peut être traité par des techniques connu de l'homme du métier. On peut ainsi citer la méthode Viterbi, le MMSE (**M**aximum **M**ean **S**quare **E**stimator)
- 15 avec ou sans DFE (Decision FEedback).

Dans la suite de ce paragraphe, un mode de fonctionnement non unique de la démodulation à base de MMSE est décrit. D'après l'équation 4.14, il est possible de construire les filtres avants et arrière suivant

$$\hat{c}_{n-P} = \frac{x_1(nT_s) - \sum_{k=-P+1}^P h_k c_{n-k}}{h_{-P}} \quad 4.15$$

20

$$\hat{c}_{n+P} = \frac{x_1(nT_s) - \sum_{k=-P}^{P-1} h_k c_{n-k}}{h_P} \quad 4.16$$

Le filtre arrière de l'équation 4.15 est initialisé en $n=2-P+i$ et le filtre avant de l'équation 4.16 est initialisé en $n=i+K-1+P$.

A partir des valeurs estimées des coefficients \hat{c}_n , il est envisageable d'appliquer un MMSE qui consiste à minimiser la distance euclidienne entre \hat{c}_n et les états η_k d'une constellation. Dans le cas de la GMSK qui est à 4 états comme la QPSK alors $\eta_1=1$, $\eta_2=-1$, $\eta_3=j$ et $\eta_4=-j$. La figure 12 qui donne les parties réelles et les parties imaginaires d'un train de symboles GMSK montrent que la constellation est de type QPSK. Le symbole démodulé est alors

$$\overline{c}_n = \eta_k \quad \text{tel que } k = \min_i \left(|\hat{c}_n - \eta_i|^2 \right) \quad 4.17$$

Sachant que dans le cas de la GMSK $c_n = j^n b_n$ où $b_n = \prod_{i=1}^n a_i$ est une constellation BPSK tel que $\alpha_1=1$, $\alpha_2=-1$, le symbole démodulé est alors

$$\overline{c}_n = j^n \alpha_k \quad \text{tel que } k = \min_i \left(|\hat{c}_n j^{-n} - \alpha_i|^2 \right) \quad 4.18$$

Dans le cas de la GMSK où le module des symboles vérifie $|c_n|=1$, il est encore possible d'améliorer le MMSE en effectuant

$$\overline{c}_n = j^n \alpha_k \quad \text{tel que } k = \min_i \left(\left| \exp(j \text{angle}(\hat{c}_n)) j^{-n} - \alpha_i \right|^2 \right) \quad 4.19$$

Estimation de la matrice de canal complète : $\mathbf{A}.\mathbf{\Omega}.\mathbf{H}$.

La matrice de canal complète $\mathbf{A}.\mathbf{\Omega}.\mathbf{H}$ est estimée à partir des symboles $\{c_n\}$ et des observations commutées qui d'après 4.6 vérifie

$$x_i(nT_s) = \mathbf{A}_i.\mathbf{\Omega}.\mathbf{H}.\mathbf{c}_n + b_i(nT_s) \quad \text{pour } \frac{(i-1)T}{T_s} \leq n \leq \frac{iT}{T_s} \quad 4.20$$

où $\mathbf{A}_i \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$ est la i -ième ligne de $\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$. La matrice $\mathbf{A}_i \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$ est, par exemple, obtenue au sens des moindres carrés en minimisant l'écart entre $x_i(nT_s)$ et \mathbf{c}_n

$$\overline{\mathbf{A}_i \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} = \hat{r}_{x_i \mathbf{c}_n} \left(\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{c}_n \mathbf{c}_n} \right)^{-1} \quad 4.21$$

5 sachant que

$$\begin{cases} \hat{r}_{x_i \mathbf{c}_n}(k) = \sum_{n=n_1}^{n_2} x_i(nT_s) \cdot \mathbf{c}_n^H \\ \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{c}_n \mathbf{c}_n} = \sum_{n=n_1}^{n_2} \mathbf{c}_n \cdot \mathbf{c}_n^H \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} n_1 = \frac{(i-1)T}{T_s} \\ n_2 = \frac{iT}{T_s} \end{cases} \quad 4.22$$

La matrice $\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$ est alors reconstruite de la manière suivante

$$\overline{\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} \\ \vdots \\ \overline{\mathbf{A}_N \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} \end{bmatrix} \quad 4.23$$

Goniométrie à partir de la matrice $\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$

10 Une première approche consiste à appliquer l'algorithme MUSIC directement sur la matrice

$$\overline{\mathbf{R}_{AA}} = \overline{\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} \left(\overline{\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} \right)^H \quad 4.24$$

La détection du rang de $\overline{\mathbf{R}_{AA}}$ par une méthode connue de l'homme du métier permet de connaître le nombre M de trajets et de déduire le projecteur bruit

15 $\mathbf{\Pi}(\overline{\mathbf{R}_{AA}})$ de l'algorithme MUSIC. Les M incidences θ_p des trajets sont alors estimés de la manière suivante

$$\hat{\theta}_p = \min_{\theta} \left(\frac{\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{\Pi}(\overline{\mathbf{R}_{AA}}) \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{a}(\theta)} \right) \quad \text{pour } 1 \leq p \leq M \quad 4.25$$

où le vecteur directeur $\mathbf{a}(\theta)$ est défini par les équations (3.3) et (3.4).

20 Une deuxième approche pour la goniométrie des multi-trajets consiste à séparer les trajets suivant leur retard pour ensuite les goniométrer

indépendamment. L'estimation des retards peut être effectuée par l'algorithme MUSIC sur la matrice

$$\overline{\mathbf{R}}_{HH} = (\overline{\mathbf{A}.\Omega.\mathbf{H}})^H \overline{\mathbf{A}.\Omega.\mathbf{H}} \quad 4.26$$

La détection du rang de $\overline{\mathbf{R}}_{HH}$ par une méthode connue de l'homme du métier permet de connaître le nombre M de trajets et de déduire le projecteur bruit $\mathbf{\Pi}(\overline{\mathbf{R}}_{HH})$ de l'algorithme MUSIC. Les M retards τ_p des trajets sont alors estimés de la manière suivante

$$\hat{\tau}_p = \min_{\tau} \left(\frac{\mathbf{h}(\tau)^H \mathbf{\Pi}(\overline{\mathbf{R}}_{HH}) \mathbf{h}(\tau)}{\mathbf{h}(\tau)^H \mathbf{h}(\tau)} \right) \text{ pour } 1 \leq p \leq M \quad 4.27$$

où le vecteur $\mathbf{h}(\tau)$ dépend du filtre de mise en forme comme indiqué équations (4.5) et (4.6). D'après (4.6), la matrice \mathbf{H} est estimé de la manière suivante

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}(\hat{\tau}_1)^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}(\hat{\tau}_M)^T \end{bmatrix} \quad 4.28$$

Il est alors possible d'estimer la matrice \mathbf{A} des vecteurs directeurs en effectuant

$$\hat{\mathbf{A}} = \overline{\mathbf{A}.\Omega.\mathbf{H}} \hat{\mathbf{H}}^H (\hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{H}}^H)^{-1} = [\hat{\mathbf{a}}_1, \dots, \hat{\mathbf{a}}_M] \quad 4.29$$

Sachant que la p -ième colonne $\hat{\mathbf{a}}_p$ de $\hat{\mathbf{A}}$ est associée au trajet de retard τ_p , l'incidence θ_p de ce trajet est estimée en effectuant

$$\hat{\theta}_p = \min_{\theta} \left(\frac{\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{\Pi}_p \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{a}(\theta)} \right) \text{ avec } \mathbf{\Pi}_p = \mathbf{I}_N - \frac{\hat{\mathbf{a}}_p (\hat{\mathbf{a}}_p)^H}{(\hat{\mathbf{a}}_p)^H \hat{\mathbf{a}}_p} \quad 4.30$$

La deuxième approche a l'avantage d'être plus robuste aux erreurs de calibration d'antennes car chaque trajet est goniométré indépendamment

comme le montre la figure 12, où les incidences des deux trajets sont de 40° et 80° . Toutefois la méthode nécessite une bonne estimation des retards τ_p .

REVENDEICATIONS

5 1 – Procédé pour déterminer les angles d'arrivée ou la Direction d'Arrivée des multi-trajets associés à un émetteur ou source E_i dans un système comportant N antennes de réception, une desdites antennes (4_1) étant une antenne de référence reliée en continu à un premier récepteur (3_1) et les $N-1$ autres antennes (4_i) étant reliées à un deuxième récepteur (3_2), de manière
 10 discontinue grâce à un commutateur bivoie (10), ladite antenne (4_1) de référence recevant un signal $x_1(t)$ en continu, ledit signal comprenant une séquence de référence $d(t)$, caractérisé en ce qu'il comporte au moins les étapes suivantes :

- effectuer une synchronisation symbole sur l'antenne (4_1) de référence
 15 puis estimer la matrice de passage entre le signal $x_1(nT_s)$ reçu sur ladite antenne de référence et les symboles de référence d_n , où T_s est le temps symbole,
- construire deux filtres qui permettront d'estimer et de détecter les symboles c_n de part et d'autre de la séquence de référence $d(t)$
 20 constituée des symboles d_n ,
- estimer la matrice de canal $\mathbf{A}_{i_1} \cdot \mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{H}$ sur chacune des commutations 1 à N à partir de la connaissance des symboles c_n estimés et des signaux $x_i(nT_s)$, et construire la matrice de canal $\mathbf{A} \cdot \mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{H}$ où \mathbf{H} est la matrice de canal définie par

25
$$\mathbf{x}(nT_s) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{c}_n + \mathbf{b}(nT_s) \quad \text{où } \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}(\tau_1)^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}(\tau_M)^T \end{bmatrix}$$

avec $\mathbf{x}(nT_s)$ le signal reçu sur les N antennes avec $\mathbf{b}(nT_s)$ le bruit et τ_p les valeurs des retards des trajets réfléchis,

- estimer la valeur de l'angle θ_p à partir de la matrice de canal $\mathbf{A} \cdot \mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{H}$.

2 – Procédé selon la revendication 1 caractérisé en ce que l'étape de synchronisation symbole est exécutée de la manière suivante :

en considérant le signal reçu sur l'antenne de référence (4₁)

$$x_1((n+i)T_s) = \mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{d}_n + b_1((n+i)T_s) \text{ pour } 1 \leq n \leq K$$

- 5 où K est le nombre de symboles de la séquence de référence, où \mathbf{A}_1 est la première ligne de la matrice \mathbf{A} , chercher l'indice i qui minimise l'écart entre $x_1((n+i)T_s)$ signal reçu sur l'antenne (4₁) et $\mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{d}_n$ tel que

$$i = \min_k (Cri(k)) \text{ avec } Cri(k) = \sum_{n=1}^K |x_1((n+k)T_s) - \mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{d}_n|^2$$

- 10 3 – Procédé selon la revendication 2 caractérisé en ce qu'une fois que l'indice i de synchronisation estimé, la matrice canal $\mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$ est estimée en effectuant

$$\overline{\mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} = \hat{r}_{x_1 d_n}(k) (\hat{\mathbf{R}}_{d_n d_n})^{-1}$$

$$\text{Avec } \begin{cases} \hat{r}_{x_1 c_n}(k) = \sum_{n=n_1}^{n_2} x_1(nT_s) \cdot \mathbf{c}_n^H \\ \hat{\mathbf{R}}_{c_n c_n} = \sum_{n=n_1}^{n_2} \mathbf{c}_n \cdot \mathbf{c}_n^H \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} n_1 = \frac{(i-1)T}{T_s} \\ n_2 = \frac{iT}{T_s} \end{cases}$$

- 15 4 – Procédé selon la revendication 1 caractérisé en ce que les deux filtres vérifient respectivement les équations suivantes :

$$\hat{c}_{n-P} = \frac{x_1(nT_s) - \sum_{k=-P+1}^P h_k c_{n-k}}{h_{-P}}$$

$$\hat{c}_{n+P} = \frac{x_1(nT_s) - \sum_{k=-P}^{P-1} h_k c_{n-k}}{h_P}$$

5 – Procédé selon la revendication 4 caractérisé en ce qu'il comporte une étape d'estimation à partir des valeurs estimées \hat{c}_n , et une étape où l'on applique une méthode MMSE qui consiste à minimiser la distance euclidienne entre \hat{c}_n et les états η_k d'une constellation, soit

$$5 \quad \overline{c}_n = \eta_k \quad \text{tel que } k = \min_i \left(|\hat{c}_n - \eta_i|^2 \right)$$

6 – Procédé selon la revendication 5 caractérisé en ce que dans le cas de la GMSK qui est à 4 états comme la QPSK alors $\eta_1 = 1$, $\eta_2 = -1$, $\eta_3 = j$ et $\eta_4 = -j$, le symbole démodulé est alors

$$\overline{c}_n = \eta_k \quad \text{tel que } k = \min_i \left(|\hat{c}_n - \eta_i|^2 \right)$$

10 7 – Procédé selon la revendication 6 caractérisé en ce que dans le cas de la GMSK où le module des symboles vérifie $|c_n| = 1$, le procédé comprend une étape d'amélioration du calcul MMSE en effectuant

$$\overline{c}_n = j^n \alpha_k \quad \text{tel que } k = \min_i \left(\left| \exp(j \text{angle}(\hat{c}_n)) j^{-n} - \alpha_i \right|^2 \right)$$

15 8 – Procédé selon la revendication 1 caractérisé en ce que la matrice de canal complète $\mathbf{A}.\mathbf{\Omega}.\mathbf{H}$ est estimée à partir des symboles $\{c_n\}$ et des observations commutées qui vérifie

$$x_i(nT_s) = \mathbf{A}_i.\mathbf{\Omega}.\mathbf{H}.\mathbf{c}_n + b_i(nT_s) \quad \text{pour } \frac{(i-1)T}{T_s} \leq n \leq \frac{iT}{T_s}$$

où $\mathbf{A}_i.\mathbf{\Omega}.\mathbf{H}$ est la i -ième ligne de $\mathbf{A}.\mathbf{\Omega}.\mathbf{H}$.

20

9 – Procédé selon la revendication 8 caractérisé en ce que la matrice $\mathbf{A}_i.\mathbf{\Omega}.\mathbf{H}$ est, obtenue au sens des moindres carrés en minimisant l'écart entre $x_i(nT_s)$ et \mathbf{c}_n pour obtenir :

$$\overline{\mathbf{A}_i \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} = \hat{r}_{x_i c_n} \left(\hat{\mathbf{R}}_{c_n c_n} \right)^{-1}$$

sachant que

$$\begin{cases} \hat{r}_{x_i c_n}(k) = \sum_{n=n_1}^{n_2} x_1(nT_s) \cdot \mathbf{c}_n^H \\ \hat{\mathbf{R}}_{c_n c_n} = \sum_{n=n_1}^{n_2} \mathbf{c}_n \cdot \mathbf{c}_n^H \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} n_1 = \frac{(i-1)T}{T_s} \\ n_2 = \frac{iT}{T_s} \end{cases}$$

La matrice $\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}$ est alors reconstruite de la manière suivante

$$5 \quad \overline{\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{A}_1 \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} \\ \vdots \\ \overline{\mathbf{A}_N \cdot \Omega \cdot \mathbf{H}} \end{bmatrix}$$

- 10 – Procédé selon l'une des revendications 1 à 9 caractérisé en ce qu'il comporte au moins une étape où l'on applique une méthode de goniométrie sur chacune des colonnes de \mathbf{A} afin de trouver les valeurs d'incidence θ_p de chacun des trajets, et les étapes suivantes :
- estimer les valeurs des retards τ_p pour $1 \leq p \leq M$ où M est le nombre de trajets à partir de la matrice $(\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H})^H (\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H})$. et de la connaissance du vecteur $\mathbf{h}(\tau)$, et
 - à partir de la connaissance de $\mathbf{h}(\tau)$ et des valeurs des retards τ_p
- 15 déterminer une matrice \mathbf{H} et en déduire la matrice \mathbf{A} ou une matrice dépendant linéairement de \mathbf{A} .

- 11 – Procédé selon l'une des revendications 1 à 9 caractérisé en ce qu'il comporte une étape où l'on applique un algorithme de type MUSIC sur la
- 20 matrice $(\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H})(\mathbf{A} \cdot \Omega \cdot \mathbf{H})^H$.

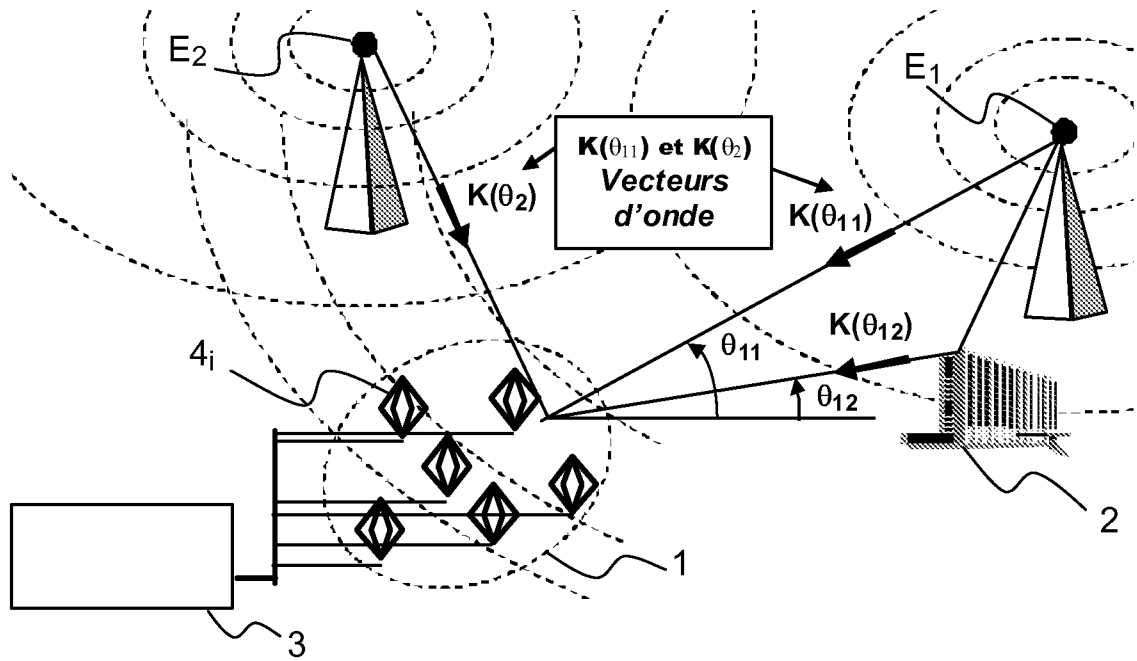


FIG.1

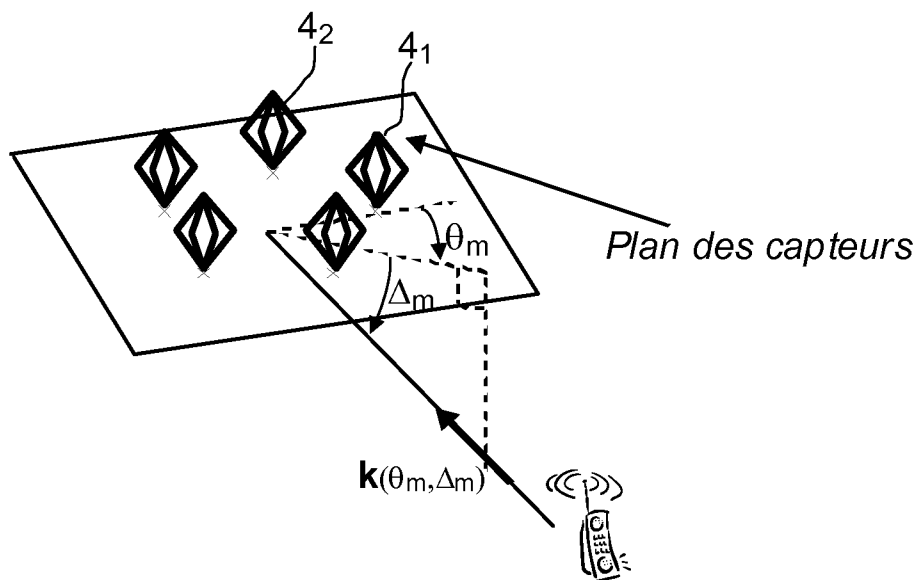


FIG.2

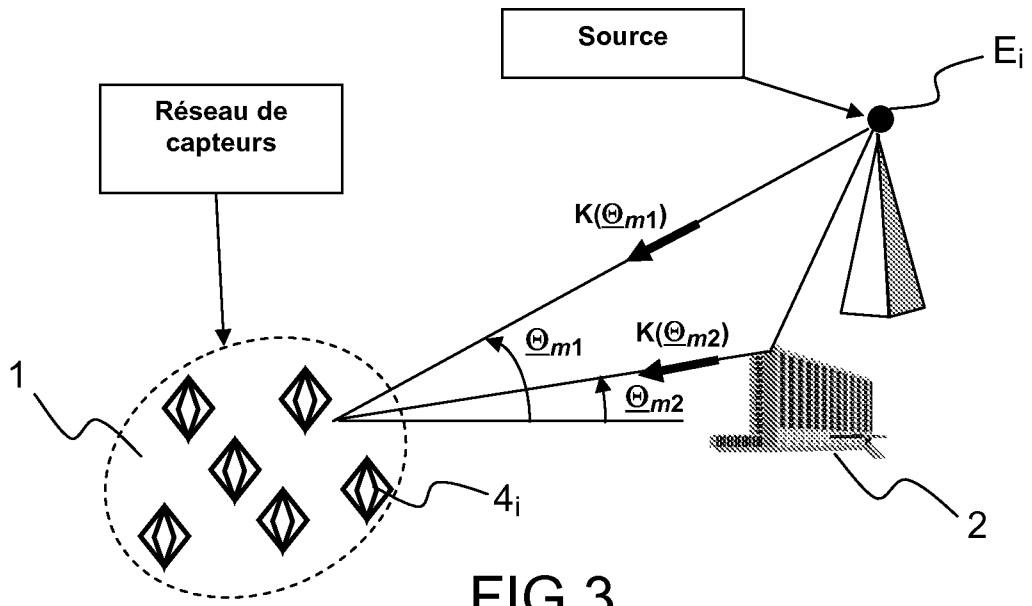


FIG.3

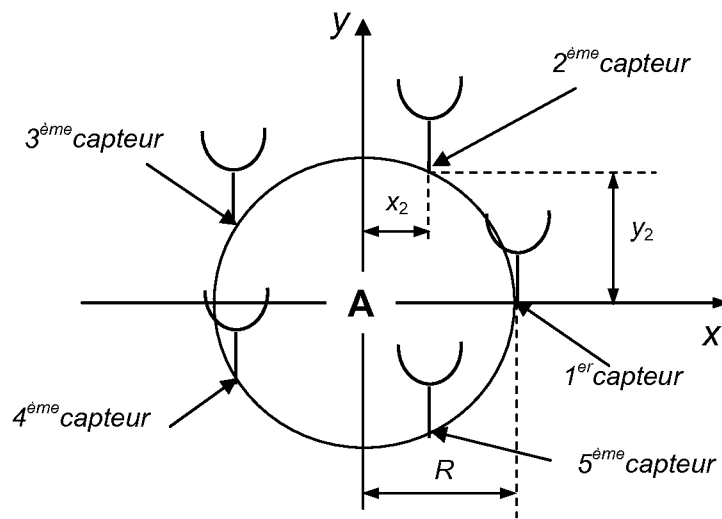


FIG.4

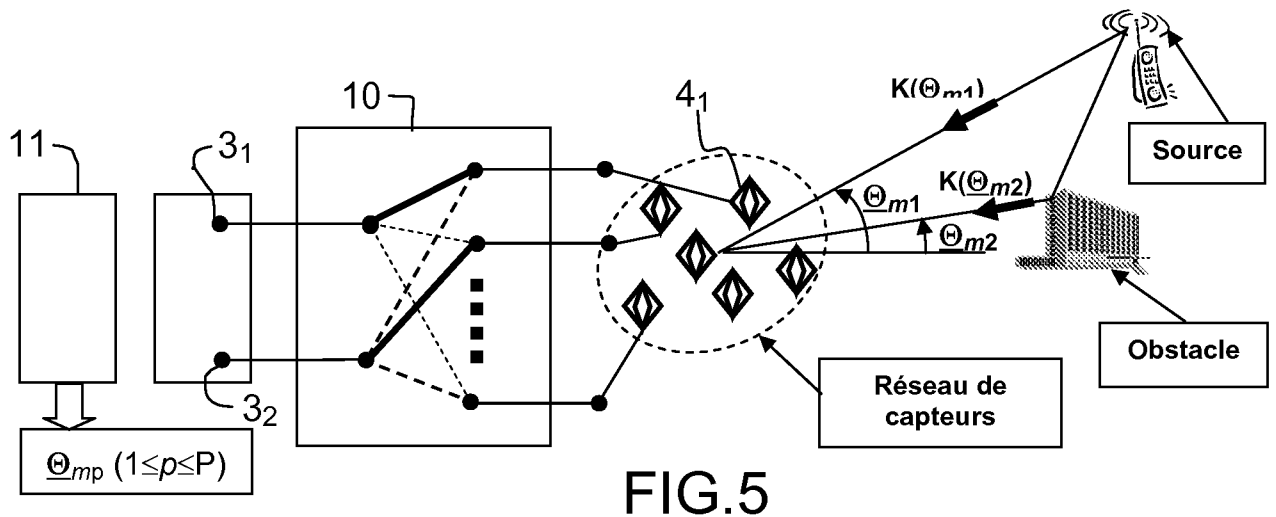


FIG.5

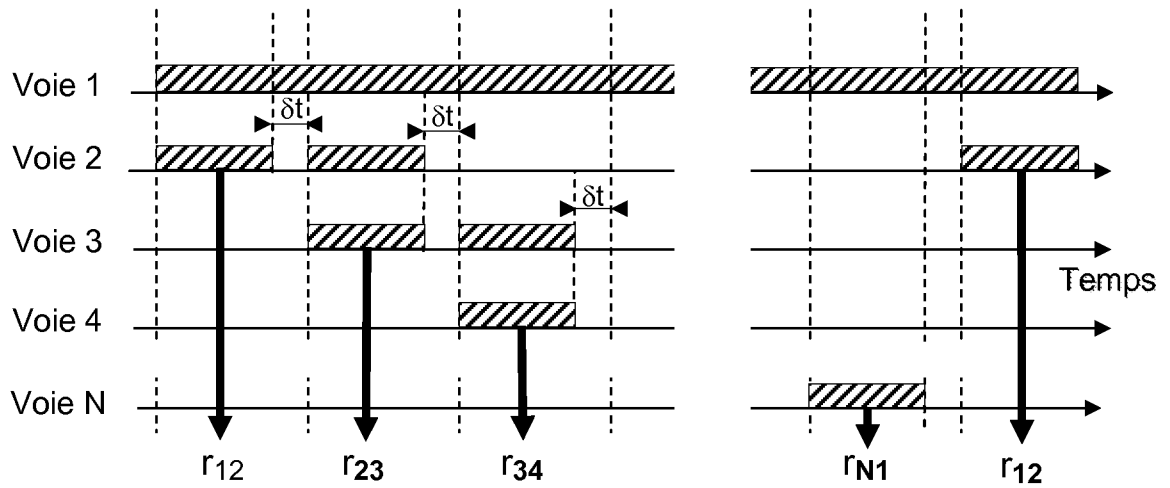


FIG.6

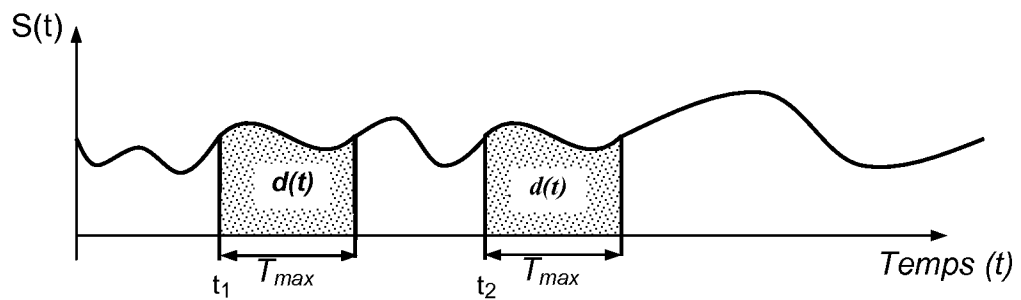


FIG.7

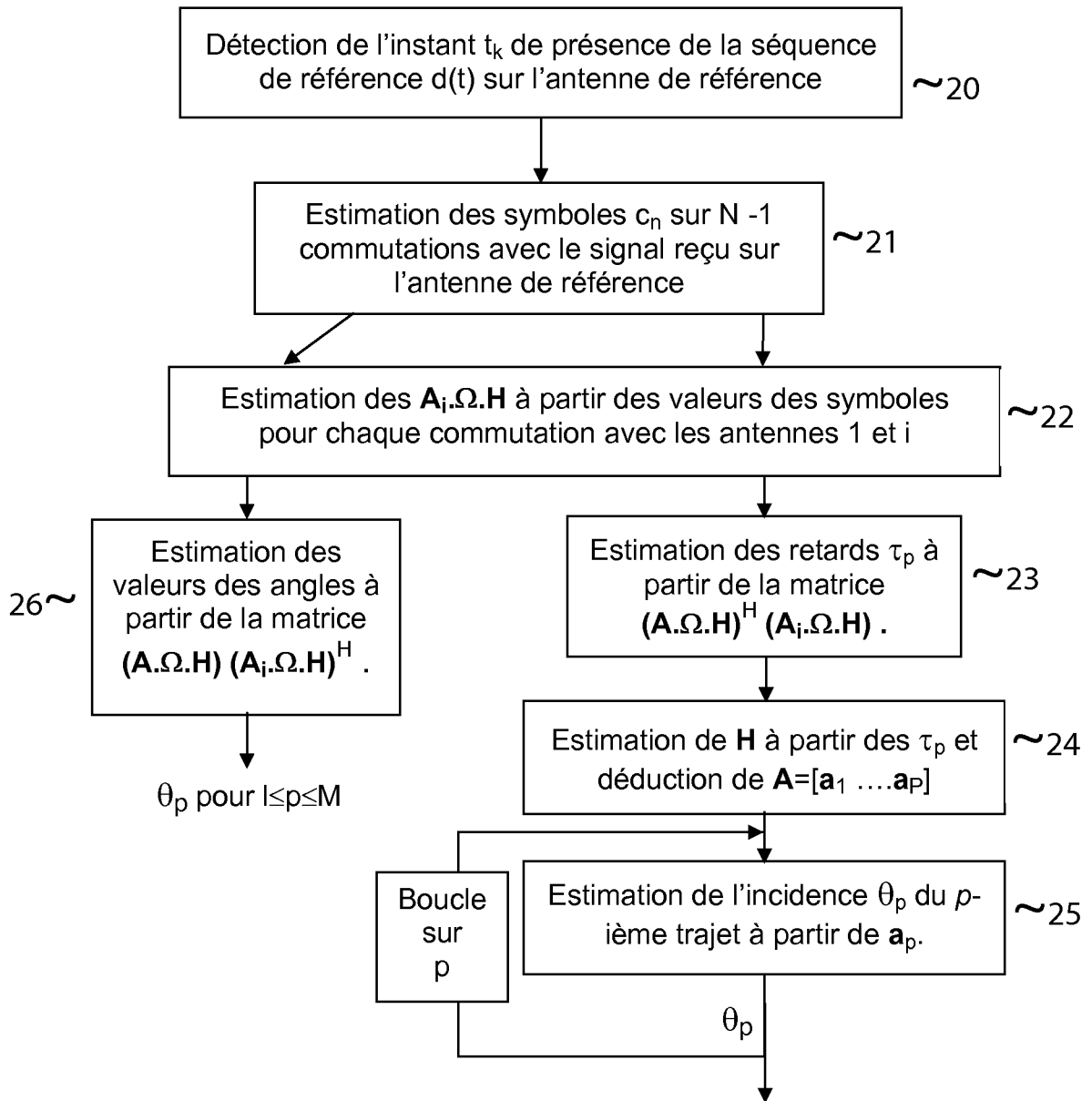


FIG.8

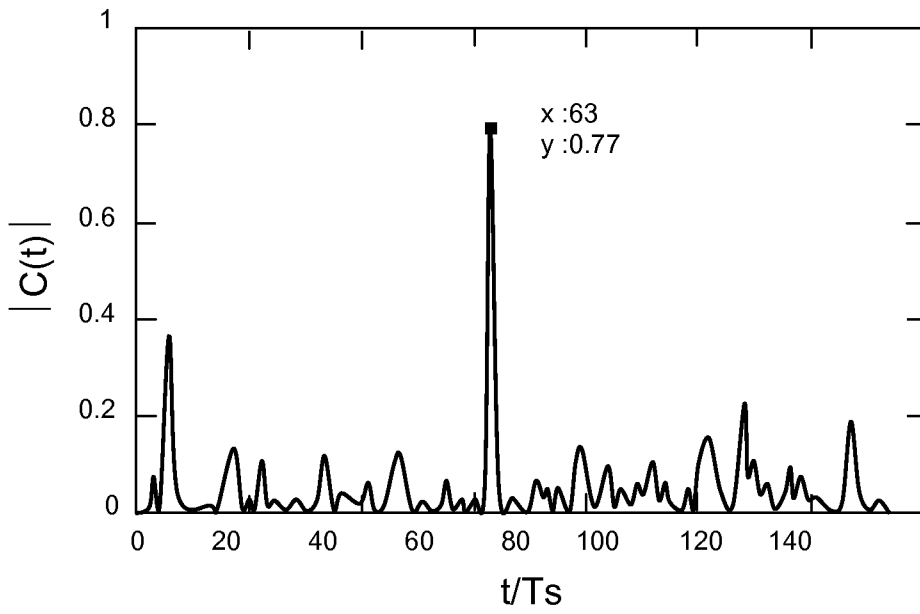


FIG.9

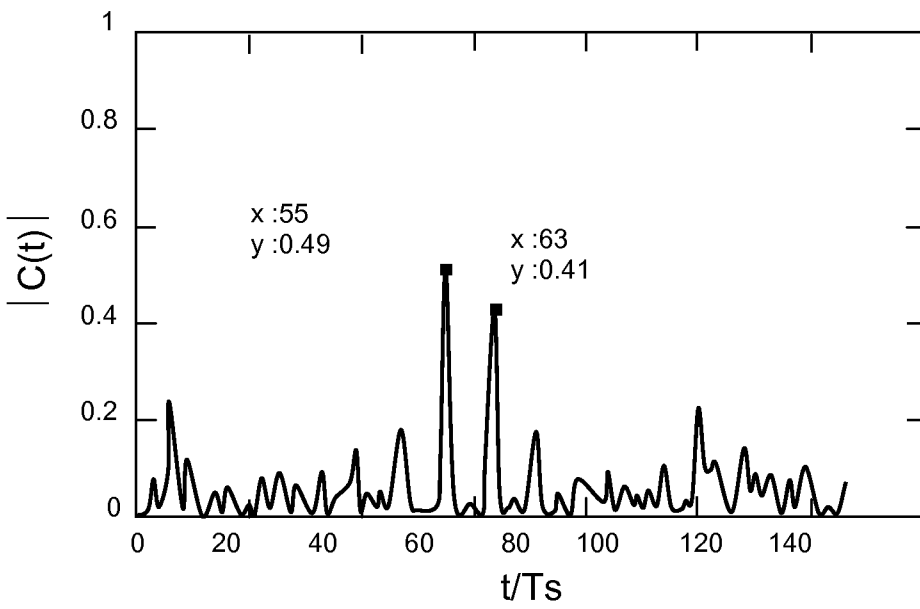


FIG.10

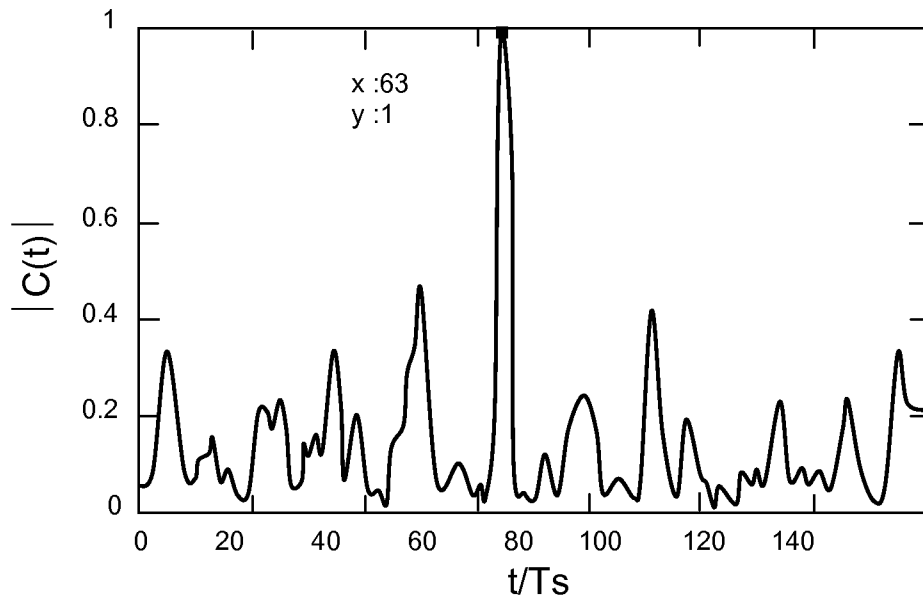


FIG.11

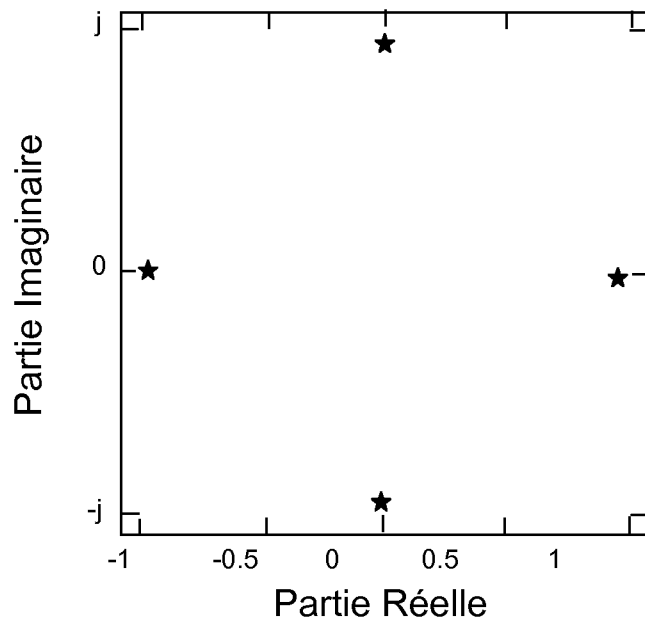


FIG.12

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/EP2010/067229

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

INV. G01S3/50 G01S3/74 H04L25/02
 ADD.

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

G01S H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	FR 2 805 614 A1 (THOMSON CSF [FR]) 31 August 2001 (2001-08-31) page 2, line 1 - page 2, line 30; figures 1,2,3,8,9,10,11,12,13,14,15 page 5, line 13 - page 8, line 30 page 11, line 1 - page 14, line 2 -----	1-11
A	WO 95/14935 A1 (NEXUS 1994 LTD [GB]) 1 June 1995 (1995-06-01) page 21, line 25 - page 22, line 13; figures 4,5,7 page 26, line 20 - page 28, line 15 -----	1-11
A	US 6 489 923 B1 (BEVAN DAVID DAMIAN NICHOLAS [GB] ET AL) 3 December 2002 (2002-12-03) column 6, line 57 - column 7, line 39; figures 3,4 -----	1-11



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

- *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- *E* earlier document but published on or after the international filing date
- *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- *Z* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

17 January 2011

Date of mailing of the international search report

21/01/2011

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
 NL - 2280 HV Rijswijk
 Tel. (+31-70) 340-2040,
 Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Stocken, Christian

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/EP2010/067229

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
FR 2805614	A1	31-08-2001	AT 395615 T 15-05-2008
			AU 3748801 A 12-09-2001
			CA 2400763 A1 07-09-2001
			EP 1259833 A1 27-11-2002
			ES 2307592 T3 01-12-2008
			WO 0165272 A1 07-09-2001
			US 2003063029 A1 03-04-2003
-----	-----	-----	-----
WO 9514935	A1	01-06-1995	AU 8114094 A 13-06-1995
-----	-----	-----	-----
US 6489923	B1	03-12-2002	US 6778130 B1 17-08-2004
-----	-----	-----	-----

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°

PCT/EP2010/067229

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE

 INV. G01S3/50 G01S3/74 H04L25/02
 ADD.

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

 Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)
 G01S H04L

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si cela est réalisable, termes de recherche utilisés)

EPO-Internal

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	FR 2 805 614 A1 (THOMSON CSF [FR]) 31 août 2001 (2001-08-31) page 2, ligne 1 - page 2, ligne 30; figures 1,2,3,8,9,10,11,12,13,14,15 page 5, ligne 13 - page 8, ligne 30 page 11, ligne 1 - page 14, ligne 2	1-11
A	WO 95/14935 A1 (NEXUS 1994 LTD [GB]) 1 juin 1995 (1995-06-01) page 21, ligne 25 - page 22, ligne 13; figures 4,5,7 page 26, ligne 20 - page 28, ligne 15	1-11
A	US 6 489 923 B1 (BEVAN DAVID DAMIAN NICHOLAS [GB] ET AL) 3 décembre 2002 (2002-12-03) colonne 6, ligne 57 - colonne 7, ligne 39; figures 3,4	1-11

 Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

 Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

* Catégories spéciales de documents cités:

- *A* document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent
- *E* document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date
- *L* document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)
- *O* document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens
- *P* document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

- *T* document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention
- *X* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément
- *Y* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier
- *&* document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

17 janvier 2011

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

21/01/2011

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale

 Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2
 NL - 2280 HV Rijswijk
 Tel. (+31-70) 340-2040,
 Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Stocken, Christian

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Demande internationale n°

PCT/EP2010/067229

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)		Date de publication
FR 2805614	A1	31-08-2001	AT	395615 T	15-05-2008
			AU	3748801 A	12-09-2001
			CA	2400763 A1	07-09-2001
			EP	1259833 A1	27-11-2002
			ES	2307592 T3	01-12-2008
			WO	0165272 A1	07-09-2001
			US	2003063029 A1	03-04-2003
<hr/>					
WO 9514935	A1	01-06-1995	AU	8114094 A	13-06-1995
<hr/>					
US 6489923	B1	03-12-2002	US	6778130 B1	17-08-2004
<hr/>					