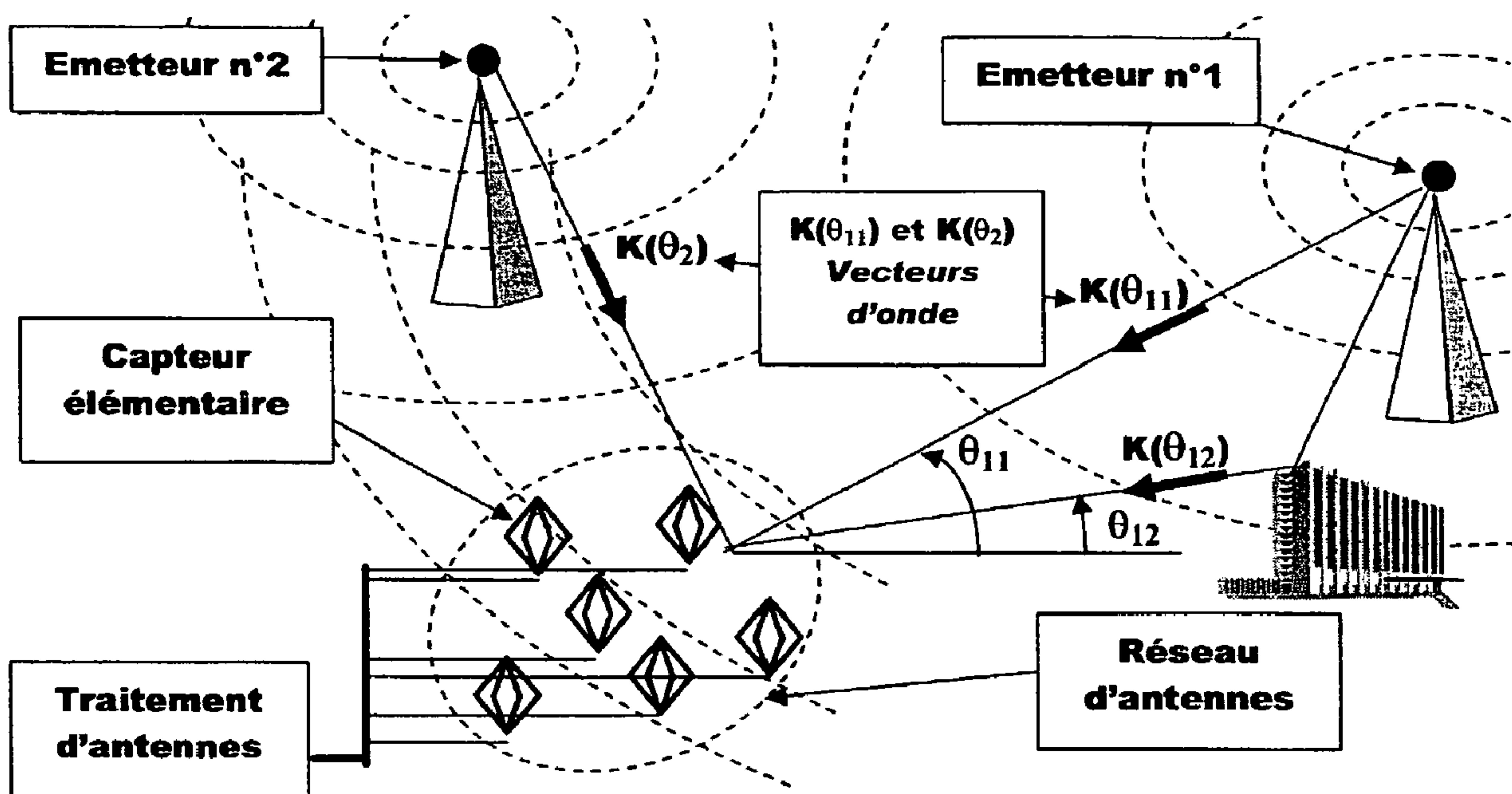




(86) Date de dépôt PCT/PCT Filing Date: 2005/06/21  
 (87) Date publication PCT/PCT Publication Date: 2006/01/05  
 (45) Date de délivrance/Issue Date: 2014/09/09  
 (85) Entrée phase nationale/National Entry: 2006/12/22  
 (86) N° demande PCT/PCT Application No.: EP 2005/052888  
 (87) N° publication PCT/PCT Publication No.: 2006/000554  
 (30) Priorité/Priority: 2004/06/25 (FR0407007)

(51) Cl.Int./Int.Cl. *H01Q 3/26* (2006.01),  
*G01S 3/74* (2006.01)  
 (72) Inventeurs/Inventors:  
FERREOL, ANNE, FR;  
LARZABAL, PASCAL, FR  
 (73) Propriétaire/Owner:  
THALES, FR  
 (74) Agent: MARKS & CLERK

(54) Titre : PROCÉDE DE GONIOMETRIE MULTI-PARAMETRES PAR SEPARATION DE L'INCIDENCE ET DES PARAMETRES DE NUISANCES  
 (54) Title: MULTIPARAMETRIC DIRECTION FINDING METHOD COMPRISING THE SEPARATION OF THE INCIDENCE AND NUISANCE PARAMETERS



(57) Abrégé/Abstract:

Procédé de goniométrie multi-paramètres de plusieurs sources dans un réseau de N capteurs, comportant au mo ins les étapes suivantes : a) choisir un paramètre à déterminer, ou paramètre d'intérêt, b) exprimer le vecteur directeur sous la forme d'une relation linéaire entre le paramètre d'intérêt choisi et les paramètres secondaires,  $b_0(\theta, \Phi_0) = U_0(\theta) \Phi_0(\Phi_0)$  c) appliquer une étape de goniométrie de type MUSIC en factorisant le critère servant à la détermination des angles d'incidence afin de déterminer au moins le paramètre incidence, d) à partir de la valeur d'incidence, déterminer le vecteur représentatif des paramètres secondaires et exprimer ce vecteur sous la forme d'une relation linéaire entre un paramètre choisi à déterminer et les autres paramètres secondaires, e) appliquer une étape de goniométrie de type MUSIC en factorisant le critère servant à la détermination du paramètre choisi, f) réitérer les étapes d) à e) afin de déterminer la majorité ou l'ensemble des 20 paramètres secondaires.



(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION  
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)(19) Organisation Mondiale de la Propriété  
Intellectuelle  
Bureau international(43) Date de la publication internationale  
5 janvier 2006 (05.01.2006)

PCT

(10) Numéro de publication internationale  
**WO 2006/00554 A1**(51) Classification internationale des brevets :  
*H01Q 3/26* (2006.01) *G01S 3/74* (2006.01)Property, 31-33 Avenue Aristide Briand, F-94117 Arcueil  
(FR).(21) Numéro de la demande internationale :  
PCT/EP2005/052888(74) Mandataires : DUDOUIT, Isabelle etc.; Thales Intellectual  
Property, 31-33 Avenue Aristide Briand, F-94117 Arcueil  
(FR).

(22) Date de dépôt international : 21 juin 2005 (21.06.2005)

(25) Langue de dépôt : français

(81) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de  
protection nationale disponible) : AE, AG, AL, AM, AT,  
AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO,  
CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB,  
GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG,  
KM, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD,  
MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM,  
PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM,  
SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN,  
YU, ZA, ZM, ZW.

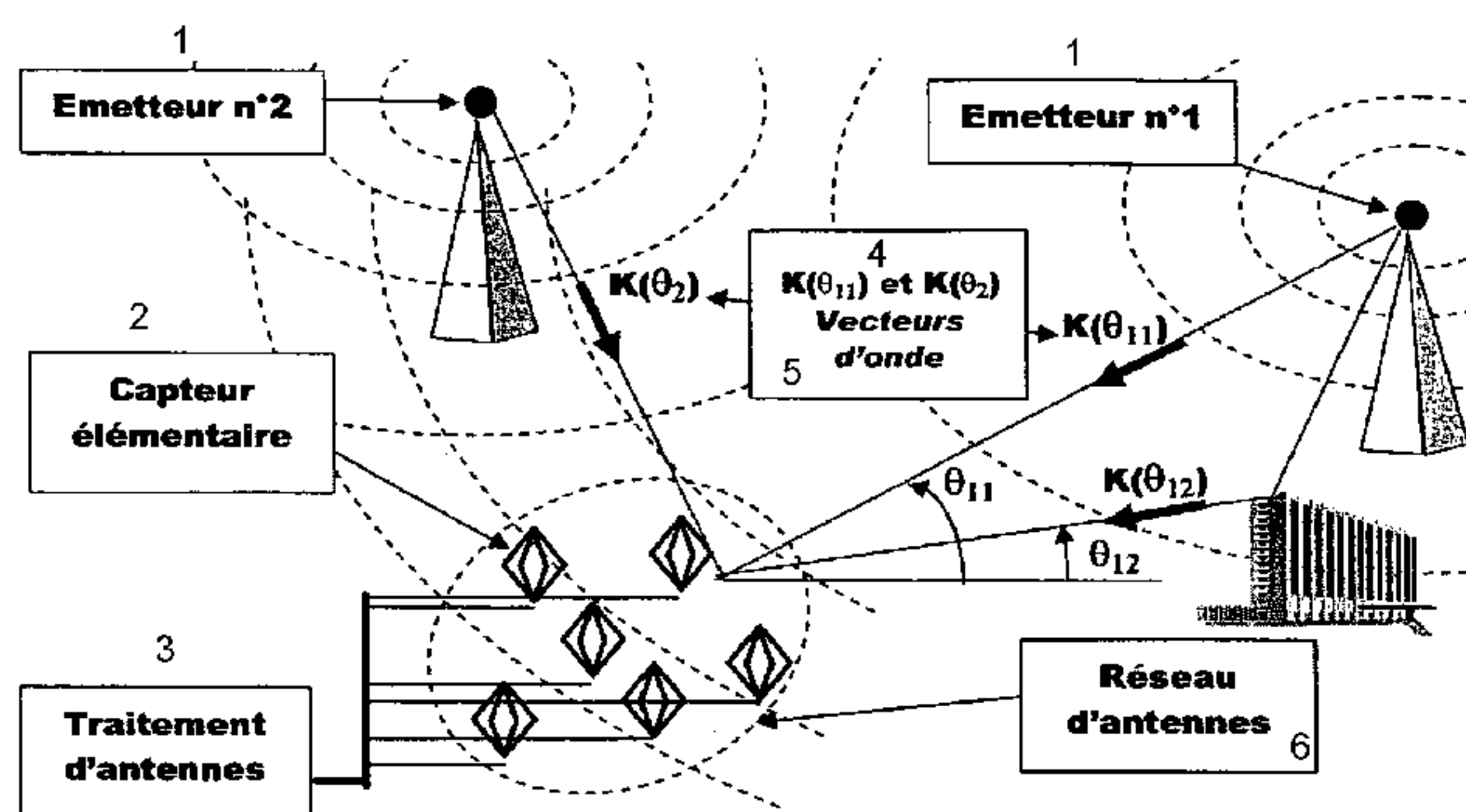
(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :  
0407007 25 juin 2004 (25.06.2004) FR(71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US) :  
THALES [FR/FR]; 45 rue de Villiers, F-92200 Neuilly  
Sur Seine (FR).

(72) Inventeurs; et

(75) Inventeurs/Déposants (pour US seulement) :  
FERREOL, Anne [—/FR]; Thales Intellectual Prop-  
erty, 31-33 Avenue Aristide Briand, F-94117 Arcueil  
(FR). LARZABAL, Pascal [—/FR]; Thales Intellectual(84) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre  
de protection régionale disponible) : ARIPO (BW, GH,  
GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM,

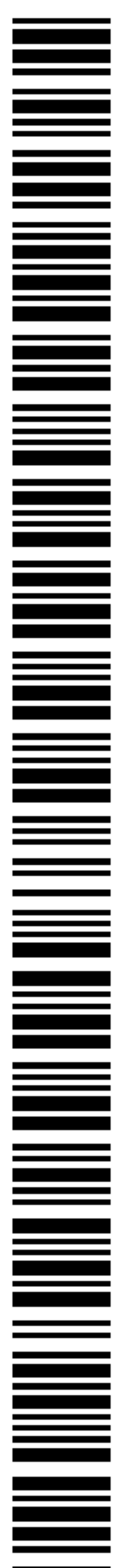
[Suite sur la page suivante]

(54) Title: MULTIPARAMETRIC DIRECTION FINDING METHOD COMPRISING THE SEPARATION OF THE INCIDENCE  
AND NUISANCE PARAMETERS(54) Titre : PROCÉDE DE GONIOMETRIE MULTI-PARAMETRES PAR SEPARATION DE L'INCIDENCE ET DES PARA-  
METRES DE NUISANCES

1 EMITTER  
2 SIMPLE SENSOR  
3 ANTENNA PROCESSING  
4 AND  
5 WAVE VECTORS  
6 ANTENNA ARRAY

(57) Abstract: The invention relates to a multiparametric direction finding method which is intended for use in relation to several sources in an array of N sensors, comprising at least the following steps consisting in: a) selecting a parameter to be determined or a parameter of interest; b) expressing the direction vector in the form of a linear relation between the selected parameter of interest and the secondary parameters,  $b_0(\theta, \Phi_0) = U_0(\theta) \phi_0(\Phi_0)$ ; c) performing a MUSIC-type direction finding step, factoring the criterion that is used to determine angles of incidence in order to determine at least the incidence parameter; d) using the incidence value to determine the vector that is representative of the secondary parameters and expressing said vector in the form of a linear relation between a selected parameter to be determined and the other secondary parameters; e) performing a MUSIC-type direction finding step, factoring the criterion that is used to determine the selected parameter; and f) repeating steps (d) to (e) in order to determine the majority or all of the secondary parameters.

[Suite sur la page suivante]



WO 2006/00554 A1

**WO 2006/000554 A1**

ZW), eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

**Publiée :**

— avec rapport de recherche internationale

— avant l'expiration du délai prévu pour la modification des revendications, sera republiée si des modifications sont reçues

En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abréviations, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de la Gazette du PCT.

---

**(57) Abrégé :** Procédé de goniométrie multi-paramètres de plusieurs sources dans un réseau de N capteurs, comportant au moins les étapes suivantes : a) choisir un paramètre à déterminer, ou paramètre d'intérêt, b) exprimer le vecteur directeur sous la forme d'une relation linéaire entre le paramètre d'intérêt choisi et les paramètres secondaires,  $b_0(\theta, \Phi_0) = U_0(\theta) \phi_0(\Phi_0)$  c) appliquer une étape de goniométrie de type MUSIC en factorisant le critère servant à la détermination des angles d'incidence afin de déterminer au moins le paramètre incidence, d) à partir de la valeur d'incidence, déterminer le vecteur représentatif des paramètres secondaires et exprimer ce vecteur sous la forme d'une relation linéaire entre un paramètre choisi à déterminer et les autres paramètres secondaires, e) appliquer une étape de goniométrie de type MUSIC en factorisant le critère servant à la détermination du paramètre choisi, f) répéter les étapes d) à e) afin de déterminer la majorité ou l'ensemble des 20 paramètres secondaires.

## **PROCEDE DE GONIOMETRIE MULTI-PARAMETRES PAR SEPARATION DE L'INCIDENCE ET DES PARAMETRES DE NUISANCES**

L'invention concerne un procédé de goniométrie multi-paramètres par séparation de l'incidence et des autres paramètres tels que la largeur de bande, les coefficients de couplage, la largeur du cône de diffusion ou encore la distance source-capteur.

Elle s'applique dans le domaine du traitement d'antennes, où sur un système de plusieurs capteurs sont reçus les signaux provenant d'un ou de plusieurs émetteurs (sources). Les sources sont reçues sous des angles d'incidences différents.

Dans un contexte électromagnétique, les capteurs sont des antennes et les sources émettent un signal radio-électrique polarisé. Dans un contexte acoustique les capteurs sont des microphones et les sources sont sonores.

Les capteurs du réseau reçoivent les sources avec une phase et une amplitude dépendant de leur angle d'incidence ainsi que de la position des antennes en bande étroite, front d'onde plan et sans perturbations sur les voies de réception et les capteurs du réseau.

Les techniques de traitement d'antennes actuellement connues ont pour objectif principal d'exploiter la diversité spatiale. Plus particulièrement, la goniométrie ou la localisation de sources a pour objectif d'estimer les angles d'incidences des émetteurs à partir d'un réseau de capteurs.

De façon nominale, les méthodes de goniométrie comme MUSIC [1] supposent que le front d'onde est plan, que les sources sont bande étroites, ponctuelles, sans diversité de polarisation, sans trajet cohérent et sans perturbation de la réponse du réseau de capteurs à une source. Lorsque l'une de ces hypothèses n'est pas vérifiée, la réponse du réseau de capteurs à une source ne dépend plus uniquement de l'incidence mais d'autre paramètres tels que la largeur de bande, les

coefficients de couplage, la largeur du cône de diffusion ou encore la distance source-capteur.

L'art antérieur décrit différentes techniques permettant de compenser certaines de ces perturbations. L'estimation des paramètres secondaires (paramètres  
5 autres que l'incidence) n'est pas envisagée dans la plus-part des techniques à l'exception de la référence [2] pour la diversité de polarisation. Il existe ainsi des techniques qui adaptent des algorithmes de goniométrie aux sources diffuses [3][4][5]. Pour le contexte large bande, il existe des techniques de focalisation [6][7] ou des techniques spatio-fréquentielles [8][9][10][11]. Pour les techniques de  
10 compensation des distortions de la réponse du réseau la littérature est très riche [12][13] etc...

Dans l'état de l'art les techniques de compensation des distortions de la réponse du réseau de capteurs traitent de façon isolée chacune des perturbations sans toutefois prendre en compte plusieurs perturbations à la fois. De telles techniques se  
15 révèlent donc insuffisantes, en particulier, dans de nombreuses applications acoustiques où l'onde est à la fois large-bande et est reçue en front d'onde courbe. Pour des sources radio-électriques, il est possible d'avoir un réseau d'antenne perturbé par le couplage avec des ondes en diversité de polarisation et des trajets cohérents.

20 L'objet de la présente invention repose notamment sur une approche différente. L'idée consiste notamment à estimer de manière séparée le paramètre incidence et les autres paramètres dits paramètres secondaires.

L'objectif de ce brevet est donc de mettre en œuvre un procédé pour réaliser une goniométrie des sources en présence de perturbations physiques rendant les  
25 techniques classiques non opérationnelles:

→ Goniométrie en azimut ou azimut-site avec un critère dépendant uniquement de la direction d'arrivée

→ Prise en compte d'une ou plusieurs perturbations physiques.

→ Estimation des paramètres secondaires liés à la perturbation.

L'invention concerne un procédé de goniométrie multi-paramètres de plusieurs sources dans un réseau de N capteurs, un capteur recevant un mélange linéaire de M sources de direction d'arrivée ou DOA ( $\theta_m$  avec  $1 \leq m \leq M$ ), le vecteur d'observation correspondant aux signaux reçus sur les capteurs s'exprimant comme  
 5 une combinaison linéaire des réponses au réseau de capteurs de chacun des émetteurs (qui est une combinaison linéaire de vecteurs dépendant de l'incidence  $\theta_m$  et du vecteur de nuisance  $\Phi_m$  pour le  $m^{\text{ième}}$  émetteur) avec l'enveloppe complexe du signal du  $m^{\text{ième}}$  émetteur caractérisé en ce qu'il comporte au moins les étapes suivantes :

- 10
- a) choisir un paramètre à déterminer, ou paramètre d'intérêt,
  - b) exprimer le vecteur directeur (ou réponse du réseau de capteurs à une source d'incidence  $\theta$  et de vecteur de nuisance  $\Phi_0$ ) sous la forme d'une relation linéaire entre le paramètre d'intérêt choisi et les paramètres secondaires,  $\mathbf{b}_0(\theta, \Phi_0) = U_0(\theta) \varphi_0(\Phi_0)$
- 15
- c) appliquer une étape de goniométrie de type MUSIC en factorisant le critère servant à la détermination des angles d'incidence afin de déterminer au moins le paramètre incidence,
  - d) à partir de la valeur d'incidence, déterminer le vecteur représentatif des paramètres secondaires et exprimer ce vecteur sous la forme d'une relation  
 20 linéaire entre un paramètre choisi à déterminer et les autres paramètres secondaires ,
  - e) appliquer une étape de goniométrie de type MUSIC en factorisant le critère servant à la détermination du paramètre choisi
- 25
- f) réitérer les étapes d) à e) afin de déterminer la majorité ou l'ensemble des paramètres secondaires.

3a

Un aspect de l'invention concerne un procédé de goniométrie multi-paramètres d'émetteurs utilisant un réseau de N capteurs pour recevoir des signaux et un vecteur d'observation correspondant aux signaux reçus, les signaux reçus étant une fonction de directions d'arrivée  $\theta_m$ , où  $1 \leq m \leq M$ , des M émetteurs et une pluralité de paramètres de nuisance N étant un nombre entier plus grand que 1, la méthode comprenant:

a) sélectionner une direction d'arrivée parmi les directions d'arrivée ( $\theta$ ) correspondant à un des émetteurs M à déterminer d'abord, d'autres directions d'arrivée non-sélectionnées parmi les directions d'arrivée et les paramètres de nuisance étant réunis comme ensemble de paramètres secondaires ( $\Phi_0$ );

b) exprimer un vecteur directeur ( $b_0$ ) sous la forme d'une combinaison linéaire qui sépare la direction d'arrivée sélectionnée parmi les directions d'arrivée ( $\theta$ ) à partir de l'ensemble de paramètres secondaires ( $\Phi_0$ ):  $b_0(\theta, \Phi_0) = U_0(\theta)\phi_0^*(\Phi_0)$ ;

c) appliquer une étape de goniométrie d'algorithme MUSIC (classification de signaux multiples) en factorisant un critère MUSIC pour la détermination de la direction d'arrivée sélectionnée parmi les directions d'arrivée, le critère MUSIC utilisé dans la méthode MUSIC comprenant un rapport des déterminants des matrices  $Q_1(\theta) = U(\theta)^H \Pi_b U(\theta)$  et  $Q_2(\theta) = U(\theta)^H U(\theta)$ , où  $\Pi_b$  fait référence au bruit projeté;

d) à partir d'une ou plusieurs directions d'arrivée déterminées parmi les directions d'arrivée, sélectionner une autre direction d'arrivée parmi les directions d'arrivée  $\theta_m$  à déterminer et réunir les directions d'arrivée non-sélectionnées parmi les directions d'arrivée et les paramètres de nuisance comme autre ensemble de paramètres secondaires  $\Phi_m$  et exprimer un autre vecteur de direction  $b_m$  sous la forme d'une combinaison linéaire qui sépare l'autre direction d'arrivée sélectionnée parmi les directions d'arrivée ( $\theta_m$ ) de l'autre ensemble de paramètres secondaires ( $\Phi_m$ ):  $b_m(\theta_m, \Phi_m) = U_m(\theta_m)\gamma(\Phi_m)$ ;

e) appliquer l'étape de goniométrie d'algorithme MUSIC en factorisant un critère pour la détermination de l'autre direction d'arrivée sélectionnée parmi les directions d'arrivée  $\theta_m$ ; et

3b

f) réitérer les étapes d) à e) afin de déterminer une autre composante de l'autre ensemble de paramètres secondaires ( $\Phi_m$ );

dans lequel les paramètres de nuisance comportent des distances des émetteurs en front d'onde sphérique, des bandes fréquentielles des signaux, des coefficients de couplage du réseau, des largeurs de cône d'émetteurs, ou des polarisations de signaux.

La méthode de goniométrie du procédé selon l'invention estime pour un faible coût numérique les incidences conjointement aux paramètres secondaires.

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

- La figure 1 un exemple de système de traitement d'antennes,
- La figure 2 une représentation des incidences d'une source,
- La figure 3 la schématisation d'un front d'onde non plan,
- 10 ○ La figure 4 l'illustration d'une source émettant dans un cône de diffusion,
- La figure 5 le schéma d'un couplage entre les capteurs d'un réseau,
- La figure 6 l'illustration du couplage des capteurs avec une structure,
- La figure 7 le schéma de la propagation d'une source en multi-trajets,
- La figure 8 l'illustration du vecteur d'onde et du front d'onde.

15

Afin de mieux faire comprendre le principe mis en œuvre dans le procédé, l'exemple qui suit est donné pour effectuer une goniométrie de signaux radioélectriques dans un réseau de capteurs.

La figure 1 schématise un système de traitement d'antennes composé par exemple d'un réseau 1 avec plusieurs capteurs  $C_i$  recevant des sources sous des angles différents. Le réseau d'antennes comporte par exemple  $N$  capteurs élémentaires en liaison avec un dispositif de traitement d'antennes 2. Sur la figure on a représenté 2 émetteurs. Les angles d'incidences peuvent être paramétrés soit en 1D en azimut  $\theta_m$  ( $\Delta_m=0$ ) soit en 2D en azimut  $\theta_m$  et élévation  $\Delta_m$ . La figure 2 définit les paramètres azimut et élévation.

25

La description utilise indifféremment le mot source ou émetteur pour désigner un même élément.

Avant d'expliciter les étapes mises en œuvre dans le procédé selon l'invention, quelques rappels sur les signaux sont donnés.

## 5 Modèle et formulation du problème

$\mathbf{x}(t)$  est le vecteur de dimension  $N \times 1$  composé des enveloppes complexes des signaux reçus  $x_n(t)$  ( $1 \leq n \leq N$ ) à la sortie des  $N$  capteurs. Chaque capteur reçoit un mélange des  $M$  sources d'incidence  $\theta_m$  ( $1 \leq m \leq M$ ). Sous ses hypothèses, le vecteur  $\mathbf{x}(t)$  s'écrit :

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{m=1}^M \mathbf{b}(\theta_m, \Phi_m) s_m(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

- 10 Où  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  est la réponse du réseau de capteurs à une source d'incidence  $\theta$  et de vecteur de nuisance  $\Phi$ ,  $s_m(t)$  est l'enveloppe complexe du signal du  $m^{\text{ième}}$  émetteur d'incidence  $\theta_m$  et de paramètre de nuisance  $\Phi_m$  et finalement  $\mathbf{n}(t)$  est le vecteur bruit. Le vecteur  $\Phi$  est composé des paramètres de nuisance tels que la bande fréquentielle des signaux, les coefficients de couplage du réseau, la largeur de cône des sources  
15 diffuses, la polarisation, etc... L'expression (1) peut se re-écrire de la manière suivante :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{B} \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2)$$

Où:

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}(\theta_1, \Phi_1) \dots \mathbf{b}(\theta_M, \Phi_M)] \text{ et } \mathbf{s}(t) = [s_1(t) \dots s_M(t)]^T \quad (3)$$

- Où  $(\dots)^T$  est l'opération de transposition d'un vecteur. Une méthode à sous-espace classique [1] reposant sur le modèle de l'équation (1) requière une estimation  
20 conjointe coûteuse de l'angle  $\theta_m$  et du vecteur de nuisance  $\Phi_m$  de chacune des sources. Un des objectifs du procédé est notamment de réduire la complexité à partir d'une modélisation particulière du vecteur directeur  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  (réponse du réseau de

capteurs à une source d'incidence  $\theta$  et du vecteur de nuisance.

#### **PROCEDE DE LOCALISATION MULTI-PARAMETRES**

##### **Factorisation du vecteur directeur**

Le procédé selon l'invention comprend par exemple une première étape, où le vecteur directeur représentatif de la réponse du réseau de capteurs à une source d'incidence  $\theta$  et des paramètres de nuisance, s'exprime comme une relation linéaire entre un paramètre d'intérêt (paramètre que l'on cherche à déterminer dans un premier temps) et les paramètres dits secondaires. Par exemple, le vecteur directeur  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  est factorisé de la manière suivante :

$$\mathbf{b}(\theta, \Phi) = U(\theta) \gamma(\Phi) \quad (4)$$

Où  $\gamma(\Phi)$  est un vecteur fonction de  $\Phi$ .

Plus généralement l'idée est d'exprimer le vecteur directeur représentatif de la réponse du réseau de capteurs à une source d'incidence  $\theta$  et des paramètres de nuisance, comme une relation linéaire entre un paramètre d'intérêt (paramètre que l'on cherche à déterminer dans un premier temps) et les paramètres dits secondaires.

Dans l'exemple donné, le paramètre d'intérêt est l'incidence  $\theta$  et les autres paramètres secondaires sont regroupés dans le vecteur  $\Phi$ .

Le vecteur directeur étant factorisé, l'étape suivante consiste à réaliser une goniométrie. Dans le cas où le vecteur directeur  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  se trouve déjà sous la forme d'une combinaison linéaire du paramètre incidence  $U(\theta)$  et d'un vecteur  $\gamma(\Phi)$  qui est un vecteur fonction des paramètres de nuisance, l'étape de goniométrie expliquée ci-après s'applique directement.

##### **Goniométrie sur les observations capteurs $\mathbf{x}(t)$**

Dans le cas général connu de l'Homme du métier, la méthode MUSIC [1] estime les  $M$  minima  $(\theta_m, \Phi_m)$  du critère normalisé suivant :

$$J(\theta, \Phi) = \frac{\mathbf{b}(\theta, \Phi)^H \Pi_b \mathbf{b}(\theta, \Phi)}{\mathbf{b}(\theta, \Phi)^H \mathbf{b}(\theta, \Phi)} \quad \text{avec} \quad 0 \leq J(\theta, \Phi) \leq 1 \quad (5)$$

Où  $(\dots)^H$  est l'opérateur de transposition et conjugaison et  $\Pi_b = \mathbf{E}_b \mathbf{E}_b^H$  est le projecteur orthogonal à la base des vecteurs  $\mathbf{b}(\theta_m, \Phi_m)$  ( $1 \leq m \leq M$ ) et est engendré par les colonnes de la matrice  $\mathbf{E}_b = [\mathbf{e}_{M+1} \dots \mathbf{e}_N]$  où  $(\lambda_i, \mathbf{e}_i)$  est la  $i^{\text{ième}}$  valeur propre et vecteur propre à l'ordre 2 de la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(t) \mathbf{x}(t)^H]$  avec  $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_k \geq \dots \geq \lambda_N$ . Dans la suite de la description, la matrice  $\mathbf{E}_b$  pourra être issue de l'espace bruit de la matrice  $\mathbf{R}_{yy} = E[f(\mathbf{x}(t)) f(\mathbf{x}(t))^H]$  à l'ordre 2 ou bien de la quadricovariance de  $\mathbf{x}(t)$  (ou  $f(\mathbf{x}(t))$ ) à l'ordre 4. En insérant le modèle de  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  de l'équation (4) dans (5) le critère de MUSIC devient :

$$J(\theta, \Phi) = \frac{\gamma(\Phi)^H \mathbf{Q}_1(\theta) \gamma(\Phi)}{\gamma(\Phi)^H \mathbf{Q}_2(\theta) \gamma(\Phi)} \quad (6)$$

Où :

$$\mathbf{Q}_1(\theta) = \mathbf{U}(\theta)^H \Pi_b \mathbf{U}(\theta) \quad \text{et} \quad \mathbf{Q}_2(\theta) = \mathbf{U}(\theta)^H \mathbf{U}(\theta) \quad (7)$$

10 En utilisant la théorie des formes quadratiques [14], le critère de l'équation (6) peut être réduit de la manière suivante en fonction de l'incidence  $\theta$  :

$$J_{\min}(\theta) = \lambda_{\min}^G \{ \mathbf{Q}_1(\theta), \mathbf{Q}_2(\theta) \} \quad (8)$$

Où  $\lambda_i^G \{ \mathbf{A}, \mathbf{B} \}$  est la  $i^{\text{ième}}$  valeur propre généralisée des matrices carrés  $\mathbf{A}$  et  $\mathbf{B}$  où  $\lambda_{\min}^G \{ \mathbf{A}, \mathbf{B} \}$  est la valeur propre minimale. D'après la définition de  $\lambda_i^G \{ \mathbf{A}, \mathbf{B} \}$  on obtient aussi que :

$$J_{\min}(\theta) = \lambda_{\min} \{ \mathbf{Q}_2(\theta)^{-1} \mathbf{Q}_1(\theta) \} \quad (9)$$

15 Où  $\lambda_i \{ \mathbf{A} \}$  est la  $i^{\text{ième}}$  valeur propre de la matrice carrés  $\mathbf{A}$  où  $\lambda_{\min} \{ \mathbf{A} \}$  est la valeur propre minimale.

Sachant que  $J(\theta_m, \Phi_m) = 0$ , le critère (9) vérifie aussi  $J_{\min}(\theta_m) = 0$  et peut être remplacé

par :

$$J_{\det}(\theta) = \det(\mathbf{Q}_2(\theta)^{-1} \mathbf{Q}_1(\theta)) = \frac{\det(\mathbf{Q}_1(\theta))}{\det(\mathbf{Q}_2(\theta))} \quad (10)$$

Finaleme<sup>n</sup>t les  $M$  incidences  $\theta_m$  annulent le critère  $J_{\det}(\theta)$ . D'après (8) et (9) l'estimé  $\hat{\gamma}_m$  du vecteur  $\gamma(\Phi_m)$  associé à l'incidence  $\theta_m$  est le vecteur propre généralisé associé à la valeur propre  $\lambda_{\min}^G \{ \mathbf{Q}_1(\theta_m), \mathbf{Q}_2(\theta_m) \}$ .

5 Lorsque pour certaines applications  $\gamma(\Phi_m)$  vérifie  $\gamma(\Phi_m) = \Phi_m$  ou  $\gamma(\Phi_m) = [1 \ \Phi_m]^T$ , les vecteurs de paramètres  $\Phi_m$  sont directement déduits des estimés  $\hat{\gamma}_m$  des  $\gamma(\Phi_m)$ .

Pour les autres applications l'obtention des paramètres du vecteur  $\Phi_m$  est obtenue en cherchant le vecteur qui annule le critère suivant :

$$C_m(\Phi) = \frac{\gamma(\Phi)^H \Pi_m \gamma(\Phi)}{\gamma(\Phi)^H \gamma(\Phi)} \quad \text{avec } \Pi_m = \mathbf{I} - \hat{\gamma}_m \hat{\gamma}_m^{\#} \quad (11)$$

10 Où  $(.)^{\#}$  désigne la pseudo-inverse et  $\mathbf{I}$  la matrice identité. L'équation (11) montre que la détermination de  $\Phi_m$  nécessite l'optimisation d'un critère multi-dimensionnel suivant les composantes de  $\Phi$ . Pour réduire le coût de calcul le procédé suggère d'isoler un des paramètres de  $\Phi$  pour ensuite modéliser  $\gamma(\Phi)$  de la façon suivante :

$$\gamma(\Phi) = \mathbf{G}_1(\varphi) \gamma_1(\Phi') \quad \text{où } \Phi = [\varphi \ \Phi'^T]^T \quad (12)$$

15 Il sera donné des exemples du modèle de l'équation (12) dans la suite de la description. Sachant que  $C_m(\Phi_m) = 0$  et en utilisant les résultats des équations (6) à (10), le critère de l'équation (11) se réduit de la façon suivante en  $\varphi$  (composante du vecteur  $\Phi$ ) :

$$C_{m-\det}(\varphi) = \frac{\det(\mathbf{Q}_{m1}(\varphi))}{\det(\mathbf{Q}_{m2}(\varphi))} \quad (13)$$

Avec :

$$\mathbf{Q}_{m1}(\varphi) = \mathbf{G}_1(\varphi)^H \Pi_m \mathbf{G}_1(\varphi) \text{ et } \mathbf{Q}_{m2}(\varphi) = \mathbf{G}_1(\varphi)^H \mathbf{G}_1(\varphi) \quad (14)$$

La première composante  $\varphi_m$  du vecteur de paramètres  $\Phi_m$  est estimée en cherchant le minimum du critère  $C_{m\text{-dci}}(\varphi)$ . Comme précédemment le vecteur  $\gamma_1(\Phi_m)$  associé au paramètre  $\varphi_m$  est le vecteur propre généralisé associé à la valeur propre  $\lambda_{\min}^G \{ \mathbf{Q}_{m1}(\varphi_m), \mathbf{Q}_{m2}(\varphi_m) \}$ .

5 Pour estimer les paramètres restant des vecteurs  $\Phi_m$  contenus dans les vecteurs  $\Phi_m = [\varphi_m \ \Phi_m^T]^T$ , les opérations des équations (11) à (14) peuvent être répétées de façon successive afin de réaliser à chaque fois une optimisation de critère mono-paramètre.

### Goniométrie sur une transformation du vecteur $\mathbf{x}(t)$

10 Les méthodes de goniométrie utilisant la matrice de covariance des observations  $\mathbf{R}_{xx} = E[ \mathbf{x}(t) \mathbf{x}(t)^H ]$  permettent de réaliser la goniométrie jusqu'à  $N-1$  sources lorsque le vecteur observation  $\mathbf{x}(t)$  est de dimension  $N \times 1$ . Afin de pouvoir estimer les incidences de plus de sources, il est nécessaire de constituer un vecteur observation  $\mathbf{y}(t) = f(\mathbf{x}(t))$  de dimension plus grande que  $\mathbf{x}(t)$ . En particulier, le procédé

15 comporte une étape de transformation spatio-temporelle :

$$\mathbf{y}(t) = f(\mathbf{x}(t)) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \vdots \\ \mathbf{x}(t - L + 1) \end{bmatrix} \quad (15)$$

Ceci revient à augmenter de manière virtuelle le nombre de capteurs et le nombre de sources en respectant le fait que le ratio nombre de capteurs/nombre de sources soit inférieur au ratio nombre de capteurs réels/nombre de sources réelles.

20 Le terme  $L$  est le facteur d'accroissement du nombre de capteurs virtuels en spatio-temporel. Les capteurs virtuels associés à l'observation  $\mathbf{x}(t-\tau)$  sont les capteurs réels placés derrière des lignes à retard de retard  $\tau$ .

Il faut noter qu'en présence de  $M$  porteuses de signal  $s_m(t) = \exp(j2\pi f_m t)$  le

rang de la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{yy} = E[\mathbf{y}(t) \mathbf{y}(t)^H]$  vaut  $M$ . En conséquence, le vecteur observation  $\mathbf{y}(t)$  permet d'effectuer une goniométrie jusqu'à  $NL-1$  porteuses. Lorsque les sources ont une bande plus large qu'une porteuse, le rang de  $\mathbf{R}_{yy}$  n'est plus supérieur à  $M$  et la goniométrie peut localiser moins que  $NL-1$  sources. Sans hypothèse particulière sur la largeur de bande des signaux incidents la méthode décrite précédemment peut être appliquée sur la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{yy}$  en remplaçant la matrice  $\mathbf{U}(\theta)$  de l'équation (4) par la matrice  $\mathbf{U}_L(\theta)$  suivante :

$$\mathbf{U}_L(\theta) = \begin{bmatrix} \mathbf{U}(\theta) & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{U}(\theta) \end{bmatrix} \quad (16)$$

La matrice  $\mathbf{U}_L(\theta)$  est de dimension  $NL \times PL$  lorsque la matrice  $\mathbf{U}(\theta)$  est de dimension  $N \times P$ . L'espace signal de  $\mathbf{R}_{yy}$  est engendré par des vecteurs  $\mathbf{e}_{mk} = \mathbf{U}_L(\theta_m) \gamma_L(\Phi_m, \alpha_{mk})$  où :

$$\gamma_L(\Phi, \alpha) = \alpha \otimes \gamma(\Phi) \quad (17)$$

Où  $\alpha$  est un vecteur de dimension  $L \times 1$  et  $\otimes$  désigne le produit de Kronecker. Afin d'exploiter la non circularité des signaux il peut être constitué le vecteur observation suivant :

$$\mathbf{y}(t) = f(\mathbf{x}(t)) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{x}(t) * \exp(j2\pi\beta t) \end{bmatrix} \quad (18)$$

En présence de  $M$  BPSK de fréquence centrale  $-\beta/2$  (connu par l'homme du métier dans le domaine des télécommunications) le rang de la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{yy}$  vaut  $M$  et ainsi le vecteur  $\mathbf{y}(t)$  permet de goniométrer jusqu'à  $2N-1$  BPSK. Sans hypothèse particulière sur la circularité des signaux incidents la méthode décrite dans le paragraphe de la goniométrie sur les observations capteurs  $\mathbf{x}(t)$  peut être appliquée sur la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{yy}$  en remplaçant la matrice  $\mathbf{U}(\theta)$  de l'équation (4) par la matrice  $\mathbf{U}_C(\theta)$  suivante :

$$U_C(\theta) = \begin{bmatrix} U(\theta) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & U(\theta)^* \end{bmatrix} \quad (19)$$

L'espace signal de  $\mathbf{R}_{yy}$  est engendré par des vecteurs  $\mathbf{e}_{mk} = U_C(\theta_m) \gamma_C(\Phi_m, \alpha_{mk})$  où :

$$\gamma_C(\Phi, \alpha) = \alpha \otimes \begin{bmatrix} \gamma(\Phi) \\ \gamma(\Phi)^* \end{bmatrix} \quad (20)$$

Où  $\alpha$  est un vecteur de dimension  $2 \times 1$ . Pour exploiter conjointement la largeur de bande des signaux avec leur non circularité, il faut construire le vecteur observation suivant :

$$\mathbf{y}(t) = f(\mathbf{x}(t)) = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_L(t) \\ \mathbf{y}_L(t)^* \exp(j2\pi\beta t) \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \mathbf{y}_L(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \vdots \\ \mathbf{x}(t-L+1) \end{bmatrix} \quad (21)$$

- 5 Sans hypothèse particulière sur la circularité et la largeur de bande des signaux incidents la méthode décrite dans le paragraphe sur la goniométrie sur les observations capteurs  $\mathbf{x}(t)$  peut être appliquée sur la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{yy}$  en remplaçant la matrice  $U(\theta)$  de l'équation (4) par la matrice  $U_{LC}(\theta)$  suivante :

$$U_{LC}(\theta) = \begin{bmatrix} U_L(\theta) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & U_L(\theta)^* \end{bmatrix} \quad (22)$$

L'espace signal de  $\mathbf{R}_{yy}$  est engendré par des vecteurs  $\mathbf{e}_{mk} = U_{LC}(\theta_m) \gamma_{LC}(\Phi_m, \alpha_{mk})$  où :

$$\gamma_{LC}(\Phi, \alpha) = \begin{bmatrix} \alpha_1 \otimes \gamma(\Phi) \\ \alpha_2 \otimes \gamma(\Phi)^* \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \alpha = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

- 10 Où  $\alpha$  est un vecteur de dimension  $2L \times 1$ .

En présence de signaux cyclo-stationnaires, le vecteur observation suivant peut être constitué:

$$\mathbf{y}(t)=f(\mathbf{x}(t))=\begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{x}(t-1)\exp(j2\pi\alpha t) \\ \vdots \\ \mathbf{x}(t-L+1)\exp(j2\pi\alpha(L-1)t) \end{bmatrix} \quad (24)$$

Sans hypothèse particulière sur la cyclo-stationnarité des signaux incidents la méthode décrite dans le paragraphe sur la goniométrie sur les observations capteurs  $\mathbf{x}(t)$  peut être appliquée sur la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{yy}$  en remplaçant la matrice  $\mathbf{U}(\theta)$  de l'équation (4) par la matrice  $\mathbf{U}_L(\theta)$  de l'équation (16).

- 5 Pour exploiter conjointement la cyclo-stationnarité et la non circularité des signaux, il peut être construit le vecteur observation suivant :

$$\mathbf{y}(t)=f(\mathbf{x}(t))=\begin{bmatrix} \mathbf{y}_L^\alpha(t) \\ \mathbf{y}_L^\alpha(t)*\exp(j2\pi\beta t) \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } \mathbf{y}_L^\alpha(t)=\begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{x}(t-1)\exp(j2\pi\alpha t) \\ \vdots \\ \mathbf{x}(t-L+1)\exp(j2\pi\alpha(L-1)t) \end{bmatrix} \quad (25)$$

Sans hypothèse particulière sur la circularité et la cyclo-stationnarité des signaux incidents la méthode décrite dans le paragraphe sur la goniométrie sur les observations capteurs  $\mathbf{x}(t)$  peut être appliquée sur la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{yy}$  en remplaçant la matrice  $\mathbf{U}(\theta)$  de l'équation (4) par la matrice  $\mathbf{U}_{LC}(\theta)$  de l'équation (22).

Les méthodes ci-dessus transforment le vecteur  $\mathbf{x}(t)$  en un vecteur  $\mathbf{y}(t)$  allongé pour appliquer une méthode de goniométrie utilisant les statistiques d'ordre 2 de  $\mathbf{y}(t)$  avec  $\mathbf{R}_{yy}=\mathbf{E}[\mathbf{y}(t)\mathbf{y}(t)^H]$ . De cette matrice il est extrait le projecteur bruit  $\Pi_b$  de l'équation (5).

- 15 Pour accroître la capacité du réseau de capteurs en nombre de sources, il peut être appliqué sur le vecteur  $\mathbf{y}(t)$  de dimension  $N \times 1$  les statistiques d'ordre supérieur. Le cas où  $\mathbf{y}(t)=\mathbf{x}(t)$  est aussi envisagé pour la suite de la description. En

particulier à l'ordre 4, la méthode de goniométrie peut être appliquée sur la matrice de quadricovariance suivante :

$$\mathbf{Q}_{yy}(I,J) = \text{cum}(y_i(t), y_j(t)^*, y_k(t)^*, y_l(t)) \quad (26)$$

Où  $y_i(t)$  est la  $i^{\text{ème}}$  composante de  $y(t)$  et

$$I = N(i-1)+j \quad \text{et} \quad J = N(k-1)+l \quad (27)$$

Où  $\text{cum}(x,y,z,w)$  désigne l'intercumulant des variables aléatoires  $x, y, z$  et  $w$ . En présence de  $M$  signaux le vecteur observation  $y(t)$  peut s'écrire comme le signal  $x(t)$  de l'équation (1) avec des vecteurs directeurs  $\mathbf{b}_y(\theta_m, \Phi_{mi}) = \mathbf{U}_y(\theta_m) \gamma_y(\Phi_{mi})$  de dimension plus grande ou égale ( $y(t) = x(t)$ ) que  $\mathbf{b}(\theta_m, \Phi_m)$ . Dans ces conditions  $y(t)$  s'écrit :

$$y(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^I \mathbf{b}_y(\theta_m, \Phi_{mi}) s_{mi}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (28)$$

En présence de signaux statistiquement indépendants la matrice de l'équation (26) s'écrit:

$$\mathbf{Q}_{yy} = \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^I \mathbf{b}_y(\theta_m, \Phi_{mi})^{\otimes 2} \mathbf{b}_y(\theta_m, \Phi_{mi})^{\otimes 2H} \delta_{mi} \quad \text{où} \quad \mathbf{u}^{\otimes 2} = \mathbf{u} \otimes \mathbf{u} \quad (29)$$

avec  $\delta_{mi} = \text{cum}(s_{mi}(t), s_{mi}(t)^*, s_{mi}(t)^*, s_{mi}(t))$ . Sachant que la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(t) \mathbf{x}(t)^H]$  utilisé dans (0.0) s'écrit :

$$\mathbf{R}_{xx} = \sum_{m=1}^M \mathbf{b}(\theta_m, \Phi_m) \mathbf{b}(\theta_m, \Phi_m)^H p_m + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (30)$$

avec  $p_m = E[|s_m(t)|^2]$ , l'application de la goniométrie sur  $\mathbf{Q}_{yy}$  se fait avec le vecteur directeur  $\mathbf{b}_y(\theta_m, \Phi_{mi})^{\otimes 2}$  au lieu de  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  pour  $\mathbf{R}_{xx}$ . La méthode MUSIC à l'ordre 4 estime les  $M \times I$  minima  $(\theta_m, \Phi_{mi})$  du critère normalisé suivant :

$$J(\theta, \Phi) = \frac{\mathbf{b}_y(\theta, \Phi)^{\otimes 2H} \Pi_{b4} \mathbf{b}_y(\theta, \Phi)^{\otimes 2}}{\mathbf{b}_y(\theta, \Phi)^{\otimes 2H} \mathbf{b}_y(\theta, \Phi)^{\otimes 2}} \quad \text{avec} \quad 0 \leq J(\theta, \Phi) \leq 1 \quad (31)$$

Où  $\Pi_{b4} = \mathbf{E}_b \mathbf{E}_b^H$  est le projecteur orthogonal à la base des vecteurs  $\mathbf{b}_y(\theta_m, \Phi_{mi})^{\otimes 2}$  ( $1 \leq m \leq M$ ) et est engendré par les colonnes de la matrice  $\mathbf{E}_b = [\mathbf{c}_{M+1} \dots \mathbf{c}_{N'}^2]$  où  $(\lambda_i, \mathbf{c}_i)$  est la  $i^{\text{ème}}$  valeur propre et vecteur propre de la quadri-covariance  $\mathbf{Q}_{yy}$  avec  $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_k \geq \dots \geq \lambda_{N'}^2$ . Sachant que  $\mathbf{b}_y(\theta, \Phi) = \mathbf{U}_y(\theta) \gamma_y(\Phi)$ , on en déduit que :

$$\mathbf{b}_y(\theta, \Phi)^{\otimes 2} = \mathbf{U}_y(\theta)^{\otimes 2} \gamma_y(\Phi)^{\otimes 2} \quad (32)$$

5            En conséquence, la méthode de goniométrie du paragraphe sur la goniométrie sur les observations capteurs  $\mathbf{x}(t)$  est applicable sur la matrice  $\mathbf{Q}_{yy}$  au lieu de  $\mathbf{R}_{xx}$ . Cette remarque montre qu'il est possible d'étendre la méthode MUSIC à l'ordre 4 en présence de sources large bande, de sources diffuses où encore avec un réseau de capteurs perturbé par des phénomènes de couplage.

## 10    MODELISATION AD-HOC DES DIVERSES APPLICATIONS PHYSIQUES

Le procédé selon l'invention peut s'appliquer dans différents cas d'applications dont les suivantes :

Modélisation directe

15    • **Cas de la diversité de polarisation [2]** : En présence d'une source Bande étroite à diversité de polarisation le vecteur  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  de l'équation (4) s'écrit :

$$\mathbf{b}(\theta, \Phi) = \mathbf{P}_H \mathbf{a}(\theta)^1 + \mathbf{P}_V \mathbf{a}(\theta)^2 = \mathbf{U}(\theta) \Phi \quad (33)$$

Où  $\Phi = [\mathbf{P}_H \mathbf{P}_V]^T$  est le vecteur composé des deux composantes de la polarisation. La matrice  $\mathbf{U}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta)^1 \mathbf{a}(\theta)^2]$  est composé des réponses  $\mathbf{a}(\theta)^1$  et  $\mathbf{a}(\theta)^2$  du réseau de capteurs à respectivement la 1<sup>ère</sup> et la seconde polarisation.

20    • **Cas perturbations sur les capteurs (Figures 5 et 6)** : Dans un contexte d'auto-calibration [13] le paramètre  $\Phi$  caractérise les erreurs de modèle sur les antennes. En particulier en présence d'une source Bande étroite reçue sur un front d'onde plan

dans le cas de couplage mutuel [15][16][17] le vecteur  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  s'écrit :

$$\mathbf{b}(\theta, \Phi) = \mathbf{Z} \mathbf{a}(\theta) \quad (34)$$

Où  $\mathbf{Z}$  est la matrice de couplage et  $\mathbf{a}(\theta)=[a_1(\theta) \dots a_M(\theta)]^T$  est le vecteur directeur géométrique en front d'onde plan où :

$$a_n(\theta) = \exp(-j2\pi \frac{f}{c} (\mathbf{k}(\theta)^T \mathbf{u}_n)) \quad (35)$$

Où  $\mathbf{k}(\theta)$  est le vecteur d'onde présenté sur la figure-2 ,  $\mathbf{u}_n=[x_n \ y_n \ z_n]$  est le vecteur position du  $n^{\text{ième}}$  capteur,  $f$  la fréquence centrale de la source bande étroite et  $c$  la vitesse de propagation de l'onde. Le vecteur d'onde vérifie toujours  $|\mathbf{k}(\theta)|=1$  et vaut  $\mathbf{k}(\theta)=[-\cos(\theta) \ -\sin(\theta)]^T$  lorsque l'onde se propage dans le plan horizontal d'après la figure-3.

Dans le cas particulier du réseau circulaire de la figure-7, la matrice de couplage dépend des 3 paramètres  $\alpha, \beta$  et  $\gamma$  où  $\alpha$  est le coefficient de couplage entre le  $n^{\text{ième}}$  et le  $(n+1)^{\text{ième}}$  capteur ,  $\beta$  est le coefficient de couplage entre le  $n^{\text{ième}}$  et le  $(n+2)^{\text{ième}}$  capteur et  $\gamma$  est le coefficient de couplage entre les capteurs et le mât centrale. Dans ces conditions la matrice de couplage  $\mathbf{Z}(\alpha, \beta, \gamma)$  s'écrit :

$$\mathbf{Z}(\alpha, \beta, \gamma) = \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \beta & \beta & \alpha & \gamma \\ \alpha & 1 & \alpha & \beta & \beta & \gamma \\ \beta & \alpha & 1 & \alpha & \beta & \gamma \\ \beta & \beta & \alpha & 1 & \alpha & \gamma \\ \alpha & \beta & \beta & \alpha & 1 & \gamma \end{bmatrix} \quad (36)$$

Utilisant (34) et (36), le vecteur  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  peut s'écrire :

$$\mathbf{b}(\theta, \Phi) = \mathbf{Z}(\alpha, \beta, \gamma) \mathbf{a}(\theta) = \mathbf{U}(\theta) \Phi \quad (37)$$

15 Avec :

$$\mathbf{U}(\theta) = \begin{bmatrix} a_1(\theta) & a_2(\theta) + a_5(\theta) & a_3(\theta) + a_4(\theta) & a_{mat}(\theta) \\ a_2(\theta) & a_3(\theta) + a_1(\theta) & a_4(\theta) + a_5(\theta) & a_{mat}(\theta) \\ a_3(\theta) & a_4(\theta) + a_2(\theta) & a_5(\theta) + a_1(\theta) & a_{mat}(\theta) \\ a_4(\theta) & a_5(\theta) + a_3(\theta) & a_1(\theta) + a_2(\theta) & a_{mat}(\theta) \\ a_5(\theta) & a_1(\theta) + a_4(\theta) & a_2(\theta) + a_3(\theta) & a_{mat}(\theta) \end{bmatrix} \text{ et } \Phi = \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} \quad (38)$$

Sachant que  $a_{mat}(\theta) = \exp(j2\pi (f/c) (\mathbf{k}(\theta)^T \mathbf{u}_{mat}))$  où  $\mathbf{u}_{mat} = [0 \ 0 \ 0]^T$  est le vecteur de position du mât. D'un point de vue plus général le vecteur  $\Phi$  dépend des coefficients de couplage entre les capteurs.

- **Cas de multi-trajets cohérents (Figure 7) :** En présence de multi-trajets cohérents le modèle de l'équation (1) devient :

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{m=1}^M \mathbf{b}(\underline{\theta}_m, \Phi_m) s_m(t) + \mathbf{n}(t) \quad (39)$$

Où :

$$\mathbf{b}(\underline{\theta}_m, \Phi_m) = \sum_{p=1}^P \rho_{mp} \mathbf{a}(\theta_{mp}) \quad (40)$$

Où  $\underline{\theta}_m = [\theta_{m1} \dots \theta_{mP}]^T$  est le vecteur composé des incidences des multi-trajets et  $\Phi_m = [\rho_{m1} \dots \rho_{mP}]^T$  est le vecteur des atténuations. Le vecteur  $\mathbf{b}(\underline{\theta}_m, \Phi_m)$  peut s'écrire directement comme celui de l'équation (4) où :

$$\mathbf{b}(\underline{\theta}_m, \Phi_m) = \mathbf{U}(\underline{\theta}_m) \Phi_m \text{ avec } \mathbf{U}(\underline{\theta}_m) = [\mathbf{a}(\theta_{m1}) \dots \mathbf{a}(\theta_{mP})] \quad (41)$$

- 10 Où  $\mathbf{a}(\theta)$  est la réponse du réseau de capteur à une source bande étroite reçue en front d'onde plan avec une incidence  $\theta$ . Dans ce cas le critère  $J_{det}(\underline{\theta})$  dépend du vecteur  $\underline{\theta} = [\theta_1 \dots \theta_P]$  des incidences des  $P$  multi-trajets cohérents. Il faut remarquer que l'application directe de MUSIC avec le vecteur directeur  $\mathbf{a}(\theta)$  ne permet pas de déterminer l'incidence des multi-trajets cohérents.

### Modélisation en utilisant un développement limité

Dans d'autre type de contexte tel que les sources en front d'onde courbe, large bande ou diffuse, le vecteur directeur ne peut pas se modéliser directement sous la forme  $\mathbf{b}(\theta, \Phi) = U(\theta) \gamma(\Phi)$ . Pour revenir à cette modélisation le procédé propose

5 de réaliser un Développement Limité (DL) autour d'un paramètre constant  $\Phi = \Phi_0$ . En particulier en présence de front d'onde courbe, le vecteur directeur sera développé autour du vecteur en front d'onde plan c'est à dire en  $\Phi_0 = 1/D = 0$  ( $D$  : Distance de la source). En présence de source large bande le développement se fera autour de  $\Phi_0 = f_0$  ( $f_0$  : fréquence centrale de la bande de signal reçues).

10 Ainsi en présence d'un vecteur de paramètres  $\Phi$  scalaire, le Développement Limité (DL) d'ordre  $L$  de  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  autour de  $\Phi = \Phi_0$  donne :

$$\mathbf{b}(\theta, \Phi) = \mathbf{b}(\theta, \Phi_0) + \sum_{i=1}^L \mathbf{b}^{(i)}(\theta, \Phi_0) \frac{(\Phi - \Phi_0)^i}{i!} = U(\theta) \varphi(\Phi) \quad (42)$$

Où :

$$U(\theta) = [\mathbf{b}(\theta, \Phi_0) \mathbf{b}^{(1)}(\theta, \Phi_0) \dots \mathbf{b}^{(L)}(\theta, \Phi_0)] \text{ et } \eta(\Phi, \Phi_0) = \begin{bmatrix} 1 \\ \Phi - \Phi_0 \\ \vdots \\ \frac{(\Phi - \Phi_0)^L}{L!} \end{bmatrix} \quad (43)$$

Où  $\mathbf{b}^{(i)}(\theta, \Phi_0)$  est la dérivée  $i^{\text{ième}}$  de  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  en  $\Phi = \Phi_0$ . En présence de plusieurs paramètres physiques, le vecteur  $\Phi$  a plusieurs composantes et l'on exécute les

15 développements limités suivant chacune des composantes autour de  $\Phi = \Phi_0$ . En présence d'un vecteur  $\Phi = [\Phi_1 \dots \Phi_K]^T$  composé de  $K$  composantes, il faut commencer par réaliser un DL d'ordre  $L$  de  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  suivant le paramètre  $\Phi_1$  en  $\Phi_1 = \Phi_{01}$  pour obtenir :

$$\mathbf{b}(\theta, \Phi) = U_1(\theta, \Phi^1) \varphi(\Phi_1) \text{ où } \Phi^1 = [\Phi_2 \dots \Phi_K]^T \quad (44)$$

Où :

$U_1(\theta, \Phi^1) = [u_1^{(0)}(\theta, \Phi^1) u_1^{(1)}(\theta, \Phi^1) \dots u_1^{(L)}(\theta, \Phi^1)]$  et

$$\eta(\Phi_1, \Phi_{01}) = \begin{bmatrix} 1 \\ \Phi_1 - \Phi_{01} \\ \vdots \\ \frac{(\Phi_1 - \Phi_{01})^L}{L!} \end{bmatrix} \quad (45)$$

Où  $u_1^{(i)}(\theta, \Phi^1)$  est la dérivée partielle  $i^{\text{ième}}$  de  $b(\theta, \Phi)$  par rapport à  $\Phi_1$  en  $\Phi_1 = \Phi_{01}$ . En réalisant un DL à l'ordre  $L$  des colonnes de  $U_1(\theta, \Phi^1)$  suivant le paramètre  $\Phi_2$  en  $\Phi_2 = \Phi_{02}$  on obtient :

$$u_1^{(i)}(\theta, \Phi^1) = U_2^{(i)}(\theta, \Phi^2) \eta(\Phi_2, \Phi_{02}) \text{ où } \Phi^2 = [\Phi_3 \dots \Phi_K]^T \quad (46)$$

En reportant (45) (46) dans (44) on obtient :

$$b(\theta, \Phi) = U_2(\theta, \Phi^2) \eta(\Phi_1, \Phi_{01}) \otimes \eta(\Phi_2, \Phi_{02}) \text{ où } \Phi^2 = [\Phi_3 \dots \Phi_K]^T \quad (47)$$

- 5 Où les colonnes de  $U_K(\theta)$  sont composées de toutes les dérivées partielles de  $b(\theta, \Phi)$  par rapport aux composantes du vecteur  $\Phi$  en  $\Phi = \Phi_0$ . En final on obtient bien le modèle  $b(\theta, \Phi) = U(\theta) \varphi(\Phi)$  avec :

$$b(\theta, \Phi) = U_K(\theta) [\eta(\Phi_1, \Phi_{01}) \otimes \dots \otimes \eta(\Phi_K, \Phi_{0K})] \quad (48)$$

- Où les colonnes de  $U_K(\theta)$  sont composées de toutes les dérivées partielles de  $b(\theta, \Phi)$  par rapport aux composantes du vecteur  $\Phi$  en  $\Phi = \Phi_0$ . En final on obtient bien le  
10 modèle  $b(\theta, \Phi) = U(\theta) \varphi(\Phi)$  avec :

$$U(\theta) = U_K(\theta) \text{ et } \varphi(\Phi) = \eta(\Phi_1, \Phi_{01}) \otimes \dots \otimes \eta(\Phi_K, \Phi_{0K}) \quad (49)$$

Dans l'exemple explicité les développements limités sur chacune des composantes de  $\Phi$  sont à l'ordre  $L$ . Sans sortir du cadre de l'invention, il est facile d'étendre la description avec des DL dont l'ordre est différent pour chacun des paramètres  $\Phi_{0k}$ .

• **Cas des sources en champ proche illustré (figures 3 et 8):** Lorsque la source est reçue sur un front d'onde courbe le vecteur d'onde  $\mathbf{k}$  dépend non seulement de l'incidence  $\theta$  de la source mais aussi de sa distance  $D$  et de la position du capteur sur laquelle est reçu la source. On note ainsi  $\mathbf{k}_n(\theta, D)$  le vecteur d'onde reçu sur le  $n^{\text{ième}}$  capteur. Sur la figure suivante est représenté le vecteur d'onde par rapport à la source au point M et la position  $\mathbf{u}_n$  du  $n^{\text{ième}}$  capteur.

En hypothèse bande étroite la réponse géométrique du  $n^{\text{ième}}$  capteur à une source d'incidence  $\theta$  situé à une distance  $D$  s'écrit :

$$\mathbf{a}_n(\theta, D) = \exp(-j2\pi \frac{f}{c} (\mathbf{k}_n(\theta, D)^T \mathbf{u}_n)) \frac{c}{D_n f} \quad (50)$$

Et la réponse du réseau de capteurs s'écrit :

$$\mathbf{b}(\theta, \Phi) = \begin{bmatrix} a_1(\theta, 1/\Phi) \\ \vdots \\ a_N(\theta, 1/\Phi) \end{bmatrix} \text{ avec } \Phi = 1/D \quad (51)$$

10 Pour transformer  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  en  $\mathbf{U}(\theta) \varphi(\Phi)$  le procédé suggère de réaliser un DL de  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  autour de  $\Phi_0=0$ . En effet  $\mathbf{b}(\theta, \Phi=0)$  est la réponse du réseau de capteurs en hypothèse de front d'onde plan.

• **Cas des sources bandes étroites reçues sur une large bande de réception :**

Dans ce cas le modèle de l'équation (1) devient :

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{m=1}^M \mathbf{a}(\theta_m, f_m) s_m(t) + \mathbf{n}(t) \quad (52)$$

15 Où le  $m^{\text{ième}}$  source émet autour de la fréquence  $f_m$  et où le vecteur  $\mathbf{a}(\theta, f)$  s'écrit en front d'onde plan:

$$\mathbf{a}(\theta, f) = \begin{bmatrix} a_1(\theta, f) \\ \vdots \\ a_N(\theta, f) \end{bmatrix} \text{ avec } a_n(\theta, f) = \exp(-j2\pi \frac{f}{c} (\mathbf{k}(\theta)^T \mathbf{u}_n)) \quad (53)$$

Après un DL de  $\mathbf{a}(\theta, f)$  autour de la fréquence centrale  $f=f_0$ , le vecteur  $\mathbf{a}(\theta, f)$  s'écrit :

$$\mathbf{a}(\theta, f) = U_{f_0}(\theta) \varphi_{f_0}(f) \quad (54)$$

On obtient ainsi le modèle de l'équation (4).

• **Cas des sources large bande** : En présence de sources large bande le modèle de l'équation (1) devient :

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^{K_m} \mathbf{a}(\theta_m, f_{mk}) s_m(t, f_{mk}) + \mathbf{n}(t) \quad (55)$$

5 Où le signal de la  $m^{\text{ième}}$  source se décompose en  $K_m$  sources bande étroite d'amplitude complexe  $s_m(t, f_{mk})$ . D'après (55), il existe  $K_m$  vecteurs directeurs associés à la source d'incidence  $\theta_m$ . Ces vecteurs ont l'expression suivante :

$$\mathbf{b}(\theta_m, \Phi_{mi}) = \sum_{k=1}^{K_m} \alpha_{mki} \mathbf{a}(\theta_m, f_{mk}) \text{ avec } \Phi_{mi} = \begin{bmatrix} f_{m1} \\ \alpha_{m1i} \\ \vdots \\ f_{mK_m} \\ \alpha_{mK_m i} \end{bmatrix} \text{ pour } 1 \leq i \leq K_m \quad (56)$$

D'après (54) et (56) les vecteurs  $\mathbf{b}(\theta_m, \Phi_{mi})$  s'écrivent :

$$\mathbf{b}(\theta_m, \Phi_{mi}) = U(\theta_m) \varphi(\Phi_{mi}) \text{ pour } 1 \leq i \leq K_m \quad (57)$$

Avec :

$$U(\theta_m) = [U_{f_0}(\theta_m) \quad \dots \quad U_{f_0}(\theta_m)] \text{ et } \varphi(\Phi_{mi}) = \begin{bmatrix} \alpha_{m1i} \\ \vdots \\ \alpha_{mK_m i} \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} \varphi_{f_0}(f_{m1}) \\ \vdots \\ \varphi_{f_0}(f_{mK_m}) \end{bmatrix} \quad (58)$$

10 L'expression (58) montre que les vecteurs de paramètres  $\Phi_{mi}$  dépendent de la

fréquence centrale  $f_{mc}$  et de la bande  $B_m$  du signal de la  $m^{\text{ième}}$  source :

$$\begin{aligned} \bullet \bullet f_{mc} &= \frac{1}{p_{m1} + \dots + p_{mK_m}} \sum_{k=1}^{K_m} p_{mk} f_{mk} \text{ et} \\ B_m^2 &= \frac{1}{p_{m1} + \dots + p_{mK_m}} \sum_{k=1}^{K_m} p_{mk} (f_{mk} - f_{mc})^2 \end{aligned} \quad (59)$$

Où  $p_{mk} = E[|s_m(t, f_{mk})|^2]$ . En conséquence après une estimation des  $\Phi_{mi}$  et de  $p_{mk}$  il est possible de déduire la fréquence centrale  $f_{mc}$  et la bande  $B_m$  de la  $m^{\text{ième}}$  source .

- **Cas des sources diffuses (figure 4):** Dans le cas des sources diffuses une source se décompose suivant plusieurs sources comme une source large bande. Toutefois cette décomposition ne se fait pas en fréquence mais se fait en incidence. En présence de sources diffuses le modèle de l'équation (1) devient :

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^{K_m} \rho_m \mathbf{a}(\theta_m + \delta\theta_{mk}) s_m(t - \delta\tau_{mk}) + \mathbf{n}(t) \quad (60)$$

Où le signal de la  $m^{\text{ième}}$  source se décompose en  $K_m$  sources discrètes d'amplitude complexe  $\rho_m s_m(t - \delta\tau_m)$  et d'incidence  $\theta_m + \delta\theta_{mk}$ . Après un DL de  $\mathbf{a}(\theta)$  autour de l'incidence centrale  $\theta = \theta_0$ , le vecteur  $\mathbf{a}(\theta_0 + \delta\theta)$  s'écrit :

$$\mathbf{a}(\theta_0 + \delta\theta) = U_0(\theta_0) \varphi_0(\delta\theta) \quad (61)$$

D'après (60), il existe  $K_m$  vecteurs directeurs associés à la source d'incidence centrale  $\theta_m$ . Ces vecteurs ont l'expression suivante :

$$\mathbf{b}(\theta_m, \Phi_{mi}) = \sum_{k=1}^{K_m} \alpha_{mki} \mathbf{a}(\theta_m + \delta\theta_{mk}) \text{ avec } \Phi_{mi} = \begin{bmatrix} \delta\theta_{m1} \\ \alpha_{m1i} \\ \vdots \\ \delta\theta_{mK_m} \\ \alpha_{mK_m i} \end{bmatrix} \text{ pour } 1 \leq i \leq K_m \quad (62)$$

D'après (61) et (62) les vecteurs  $\mathbf{b}(\theta_m, \Phi_{mi})$  s'écrivent :

$$\mathbf{b}(\theta_m, \Phi_{mi}) = \mathbf{U}(\theta_m) \varphi(\Phi_{mi}) \quad \text{pour } 1 \leq i \leq K_m \quad (63)$$

Avec :

$$\mathbf{U}(\theta_m) = [\mathbf{U}_0(\theta_m) \quad \dots \quad \mathbf{U}_0(\theta_m)] \quad \text{et} \quad \varphi(\Phi_{mi}) = \begin{bmatrix} \alpha_{m1i} \\ \vdots \\ \alpha_{mK_m i} \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} \varphi_0(\delta\theta_{m1}) \\ \vdots \\ \varphi_0(\delta\theta_{mK_m}) \end{bmatrix} \quad (64)$$

L'expression (64) montre très clairement que les vecteurs de paramètres  $\Phi_{mi}$  dépendent de la largeur de cône  $\Delta\theta_m$  du signal de la  $m^{\text{ième}}$  source :

$$\Delta\theta_m^2 = \frac{1}{P_{m1} + \dots + P_{mK_m}} \sum_{k=1}^{K_m} P_{mk} (\delta\theta_{mk})^2 \quad (65)$$

Où  $p_{mk} = E[|s_m(t - \delta\tau_{mk})|^2]$ . En conséquence après une estimation des  $\Phi_{mi}$  et de  $p_{mk}$  il est possible de déduire la largeur de cône  $\Delta\theta_m$  du signal de la  $m^{\text{ième}}$  source.

### Modélisation en Combinant les perturbations

Les perturbations de la réponse du réseau de capteurs cités ci-dessus peuvent toutes se combiner les unes avec les autres. Il est ainsi possible de combiner la diversité de polarisation avec le couplage inter-capteurs, les trajets cohérents, le front d'onde courbe, le large bande et les sources diffuses. C'est ainsi qu'il est donné ci-dessous des exemples de combinaisons. Les différents cas sont représentés par les figures 4 à 8.

• **Exemple n°1 : couplage (figures 5 et 6) et polarisation** : En associant le couplage et la polarisation, le vecteur  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  s'écrit d'après (33) et (34):

$$\mathbf{b}(\theta, \Phi) = \mathbf{Z} (P_H \mathbf{a}(\theta)^1 + P_V \mathbf{a}(\theta)^2) = \mathbf{U}(\theta) \Phi \quad (66)$$

Sachant que  $\mathbf{Z} \mathbf{a}(\theta)^1 = \mathbf{U}(\theta)^1 \Phi_Z$  et  $\mathbf{Z} \mathbf{a}(\theta)^2 = \mathbf{U}(\theta)^2 \Phi_Z$ , la matrice  $\mathbf{U}(\theta)$  et le vecteur  $\Phi$  s'écrivent :

$$\mathbf{U}(\theta) = \begin{bmatrix} \mathbf{U}^1(\theta) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{U}^2(\theta) \end{bmatrix} \text{ et } \Phi = \mathbf{P} \otimes \Phi_{\mathbf{Z}} \quad (67)$$

Où  $\mathbf{P} = [\mathbf{P}_H \mathbf{P}_V]^T$  est le vecteur des composantes de la polarisation.

• **Exemple n°2 : Front d'onde courbe (figures 3 et 8) et large bande :** Dans ce cas la réponse du  $n^{\text{ième}}$  capteur à une source d'incidence  $\theta$  dépend aussi de la distance  $D$  et de la fréquence  $f$  de l'émetteur d'après l'équation (50) :

$$\mathbf{a}_n(\theta, D, f) = \exp(-j2\pi \frac{f}{c} (\mathbf{k}_n(\theta, D)^T \mathbf{u}_n)) \frac{c}{D_n f} \quad (68)$$

5 Le vecteur  $\mathbf{b}(\theta, \Phi = [D f]^T)$  de l'équation (51) devient après un DL sur  $\Phi = [D f]$ :

$$\mathbf{a}(\theta, \Phi = [D f]^T) = \begin{bmatrix} a_1(\theta, D, f) \\ \vdots \\ a_N(\theta, D, f) \end{bmatrix} = \mathbf{U}_{f0}(\theta) \varphi_{f0}(D, f) \quad (69)$$

Et le vecteur de paramètre  $\Phi_{mi}$  contenu dans  $\mathbf{b}(\theta_m, \Phi_{mi})$  de l'équation (56) dépend non seulement des  $\alpha_{mki}$  et fréquence  $f_{mk}$  mais aussi de la distance  $D_m$  du  $m^{\text{ième}}$  émetteur.

• **Exemple n°3 illustré: Couplage (figures 5 et 6) et autres perturbations :**

10 Lorsque le réseau de capteurs couplés contient des capteurs dont la réponse  $\mathbf{a}(\theta, \Phi)$  dépend d'un vecteur de paramètre  $\Phi$  où  $\mathbf{a}(\theta, \Phi) = \mathbf{U}_1(\theta) \varphi_1(\Phi)$ , le vecteur directeur combiné  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  s'écrit d'après (34) :

$$\mathbf{b}(\theta, \Phi) = \mathbf{Z} \mathbf{a}(\theta, \Phi) = \mathbf{Z} \mathbf{U}_1(\theta) \varphi_1(\Phi) = \mathbf{V}(\mathbf{Z}, \theta) \varphi_1(\Phi) \quad (70)$$

La  $i^{\text{ième}}$  colonne  $\mathbf{V}_i(\mathbf{Z}, \theta) = \mathbf{Z} \mathbf{u}_{1i}(\theta)$  de  $\mathbf{V}(\mathbf{Z}, \theta)$  peut s'écrire  $\mathbf{V}_i(\mathbf{Z}, \theta) = \mathbf{U}_{1i}(\theta) \Phi_{\mathbf{Z}}$  d'après (37), le vecteur  $\mathbf{b}(\theta, \Phi)$  devient :

$$\mathbf{b}(\theta, \Phi) = [\mathbf{U}_{1i}(\theta) \dots \mathbf{U}_{1M}(\theta)] (\varphi_1(\Phi) \otimes \Phi_{\mathbf{Z}}) \quad (71)$$

**BIBLIOGRAPHIE**

- [1] RO.Schmidt. A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation, November 1981.
- [2] FERRARA , PARKS "Direction finding with an array of antennas having  
5 diverse polarizations", IEEE trans on antennas and propagation, mars 1983.
- [3] S.VALAE, B.CHAMPAGNE and P.KABAL « Parametric Localization of Distributed Sources » , IEEE trans on signal processing, Vol 43 n°9  
septembre 1995
- [4] D.ASZTELY, B.OTTERSTEN and AL. SWINDLEHURST « A  
10 Generalized array manifold model for local scattering in wireless communications» , Proc of ICASSP, pp 4021-4024 , Munich 1997.
- [5] M.BENGTSSON and B.OTTERSTEN « Low-Complexity Estimators for Distributed Sources» ,trans on signal processing , vol 48 , n°8 , août 2000.
- [6] H.Wang et M.Kaveh Wideband adaptative array based on the coherent signal-  
15 subspace transformation", ICASSP 87, Dallas, pp2011-2014.
- [7] H.Wang et M.Kaveh Coherent Signal Subspace processing for the detection and estimation of multiple wideband sources, IEEE trans on ASSP, vol 33, n°4,pp823-831,1985
- [8] Y.Grenier et Ph.Loubaton Localisation de sources large bande par des  
20 méthodes temporelles 12<sup>ième</sup> Colloque GRETSI, Juans les Pins , juin 1989.
- [9] B.Senadji et Y.Grenier Broadband source localization by regularization techniques , ICASSP 93, pp 321-324.
- [10] KM Buckley , LJ.Griffiths Eigenstructure Based broadband Source Location Estimation, ICASSP 86 Tokyo.
- 25 [11] A.Ferréol and Marc Chenu-Tournier. Space Frequency direction finding in wide-band and multi-path contexts. ICASSP 2000, Istanbul.

- [12] A.FLIELLER, A.FERREOL, P.LARZABAL, H.CLERGEOT « Robust bearing estimation in the presence of direction-dependent modelling errors : identifiability and treatment », ICASSP 1994.
- [13] A.FERREOL et P.LARZABAL « Un algorithme non itératif pour la localisation de sources avec des erreurs de modèle dépendant de leur direction », GRETSI , Juan les pins , septembre 1993 , pp 237-240
- [14] FR. Gantmacher “The theory of matrices”, 1959 , Vol I-II , Chelsa.
- [15] CC.Yeh and ML.Leou and DR.Ucci « Bearing estimations with mutual coupling present », IEEE trans on antennas propagation , Vol 37, n°10 , october 1989 , pp 1332-1335
- [16] B.Himed and D.Weiner « Compensation for mutual coupling effects in direction finding », ICASSP 1990
- [17] Steykal and JS.Herd « Mutual Coupling compensation in Small Array Antennas », IEEE trans on antennas propagation , Vol 38, n°12 , december 1990 , pp 1971-1975

Les réalisations de l'invention au sujet desquelles un droit exclusif de propriété ou de privilège est revendiqué sont définies comme il suit:

1. Procédé de goniométrie multi-paramètres d'émetteurs utilisant un réseau de N capteurs pour recevoir des signaux et un vecteur d'observation correspondant aux signaux reçus, les signaux reçus étant une fonction de directions d'arrivée  $\theta_m$ , où  $1 \leq m \leq M$ , des M émetteurs et une pluralité de paramètres de nuisance N étant un nombre entier plus grand que 1, la méthode comprenant:

a) sélectionner une direction d'arrivée parmi les directions d'arrivée ( $\theta$ ) correspondant à un des émetteurs M à déterminer d'abord, d'autres directions d'arrivée non-sélectionnées parmi les directions d'arrivée et les paramètres de nuisance étant réunis comme ensemble de paramètres secondaires ( $\Phi_0$ );

b) exprimer un vecteur directeur ( $b_0$ ) sous la forme d'une combinaison linéaire qui sépare la direction d'arrivée sélectionnée parmi les directions d'arrivée ( $\theta$ ) à partir de l'ensemble de paramètres secondaires ( $\Phi_0$ ):  $b_0(\theta, \Phi_0) = U_0(\theta)\phi_0^*(\Phi_0)$ ;

c) appliquer une étape de goniométrie d'algorithme MUSIC (classification de signaux multiples) en factorisant un critère MUSIC pour la détermination de la direction d'arrivée sélectionnée parmi les directions d'arrivée, le critère MUSIC utilisé dans la méthode MUSIC comprenant un rapport des déterminants des matrices  $Q_1(\theta) = U(\theta)^H \Pi_b U(\theta)$  et  $Q_2(\theta) = U(\theta)^H U(\theta)$ , où  $\Pi_b$  fait référence au bruit projeté;

d) à partir d'une ou plusieurs directions d'arrivée déterminées parmi les directions d'arrivée, sélectionner une autre direction d'arrivée parmi les directions d'arrivée  $\theta_m$  à déterminer et réunir les directions d'arrivée non-sélectionnées parmi les directions d'arrivée et les paramètres de nuisance comme autre ensemble de paramètres secondaires  $\Phi_m$  et exprimer un autre vecteur de direction  $b_m$  sous la forme d'une combinaison linéaire qui sépare l'autre direction d'arrivée sélectionnée parmi les directions d'arrivée ( $\theta_m$ ) de l'autre ensemble de paramètres secondaires ( $\Phi_m$ ):  $b_m(\theta_m, \Phi_m) = U_m(\theta_m)\gamma(\Phi_m)$ ;

e) appliquer l'étape de goniométrie d'algorithme MUSIC en factorisant un critère pour la détermination de l'autre direction d'arrivée sélectionnée parmi les directions d'arrivée  $\theta_m$ ; et

f) réitérer les étapes d) à e) afin de déterminer une autre composante de l'autre ensemble de paramètres secondaires ( $\Phi_m$ );

dans lequel les paramètres de nuisance comportent des distances des émetteurs en front d'onde sphérique, des bandes fréquentielles des signaux, des coefficients de couplage du réseau, des largeurs de cône d'émetteurs, ou des polarisations de signaux.

2. Procédé selon la revendication 1, dans lequel l'étape d) comprend une étape de séparation du paramètre choisi  $\phi$  et d'autres paramètres secondaires  $\Phi'$  en modélisant le vecteur  $\gamma(\Phi_m)$  conformément à  $\gamma(\theta\phi_m)=F_1(\phi)\gamma_1(\Phi')$ .

3. Procédé selon la revendication 2, dans lequel la méthode MUSIC calcule le projecteur bruit  $\Pi_b$  sur la quadri-covariance de  $x(t)$  ou de sa version transformée  $y(t)=f(x(t))$ .

4. Procédé selon la revendication 1, dans lequel il comporte une étape de transformation du vecteur d'observation correspondant aux signaux reçus sur les capteurs afin d'augmenter la capacité de la goniométrie en nombre d'émetteurs.

5. Procédé selon la revendication 4, dans lequel la transformation est une transformation spatio-temporelle d'une observation déjà transformée.

6. Procédé selon la revendication 5, dans lequel la transformation est une transformation spatio-temporelle exploitant la non circularité.

7. Procédé selon la revendication 4, dans lequel la transformation est une transformation exploitant la non circularité du signal tel que  $y(t)=f(x(t))=[x(t)^T \exp(j2\pi\beta t)x(t)^*]^T$ .

8. Procédé selon la revendication 4, dans lequel la transformation est une transformation spatio-temporel exploitant la non circularité.
9. Procédé selon la revendication 1, dans lequel la méthode MUSIC calcule le projecteur bruit  $\Pi_b$  sur la quadri-covariance de  $x(t)$  ou de sa version transformée  $y(t)=f(x(t))$ .
10. Procédé selon la revendication 1, dans lequel l'on détermine le vecteur  $\Phi_m=[\phi_{m1}\dots\phi_{mK}]$  de  $\gamma(\Phi_m)$  en effectuant les étapes suivantes pour  $1 \leq m \leq M$ :
- étape A: initialisation à  $k=1$ ,  $\Phi_m'=[\phi_{m2}\dots\phi_{mK}]$ ;
  - étape B: calcul de  $\Pi_m=I-\gamma(\Phi_m)\gamma(\Phi_m)^\#$ ;
  - étape C: modélisation de  $\gamma(\Phi_m)=G_1(\phi_{mK})\gamma_1(\Phi_m')$ ;
  - étape D: calcul du critère  $C_{m-det}(\phi)$  des équations
 
$$C_{m-det}(\varphi) = \frac{\det(Q_{m1}(\varphi))}{\det(Q_{m2}(\varphi))}$$
 avec :
 
$$Q_{m1}(\varphi) = G_1(\varphi)^H \Pi_m G_1(\varphi) \text{ and } Q_{m2}(\varphi) = G_1(\varphi)^H G_1(\varphi) ;$$
  - étape E: minimisation de  $C_{m-det}(\phi)$  pour obtenir  $\phi_{mK}$ ;
  - étape F: détermination de  $\gamma_1(\Phi_m')$  en cherchant le vecteur propre généralisé associé à la valeur propre  $\lambda_{min}^G\{Q_{m1}(\phi), Q_{m2}(\phi_{mK})\}$ ;
  - étape G: si  $k < K$ :  $\gamma(\Phi_m) \leftarrow \gamma_1(\Phi_m')$ ,  $\Phi_m' = [(\phi_{m(k+1)}) \dots \phi_{mK}]$  et  $k \leftarrow (k+1)$  retour à l'étape B.
11. Procédé selon la revendication 1, dans lequel il comprend une étape où l'on effectue un développement limité autour d'un paramètre constant  $\Phi=\Phi_0$  avant d'effectuer l'étape b).

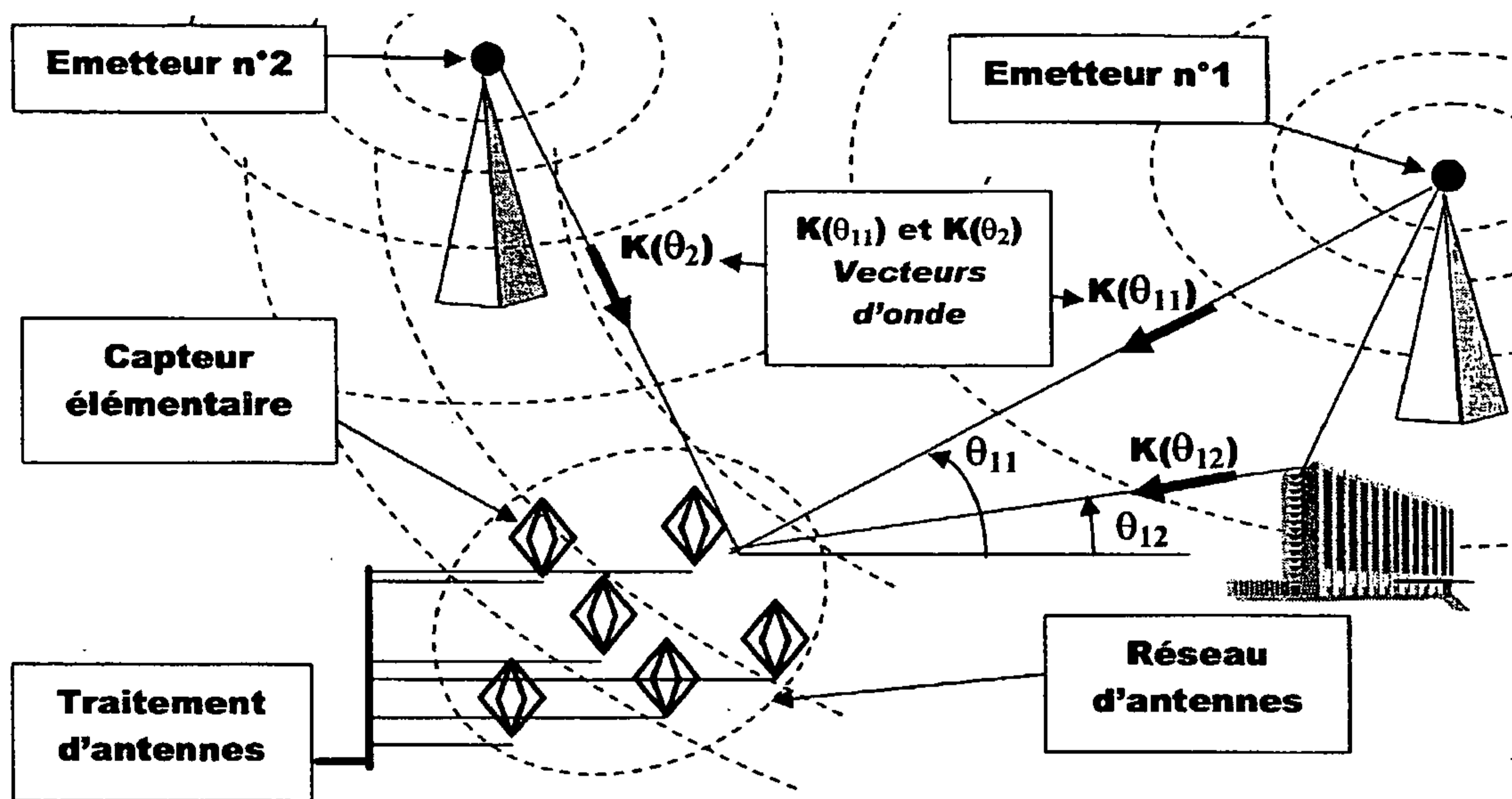


FIG.1

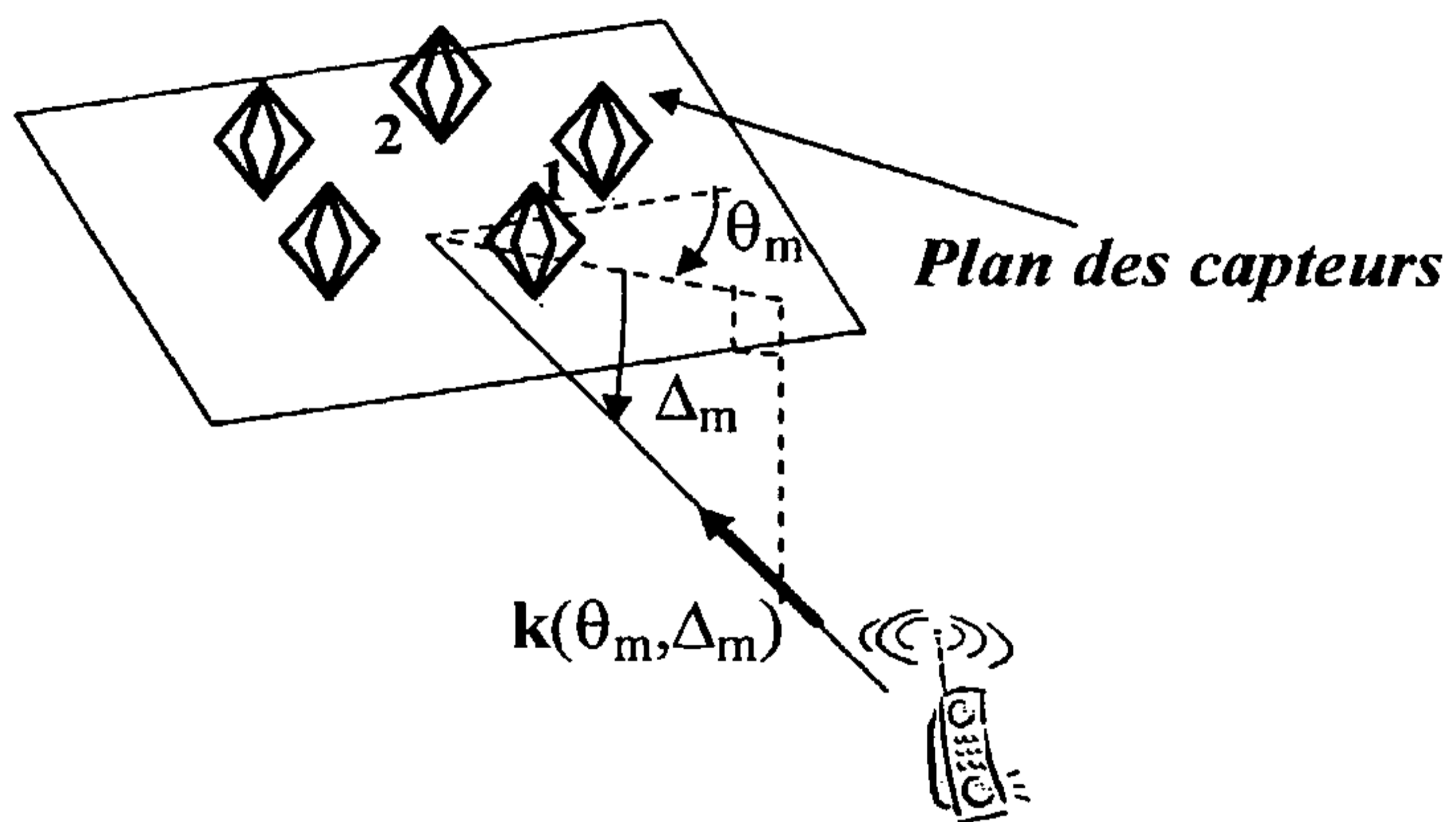


FIG.2

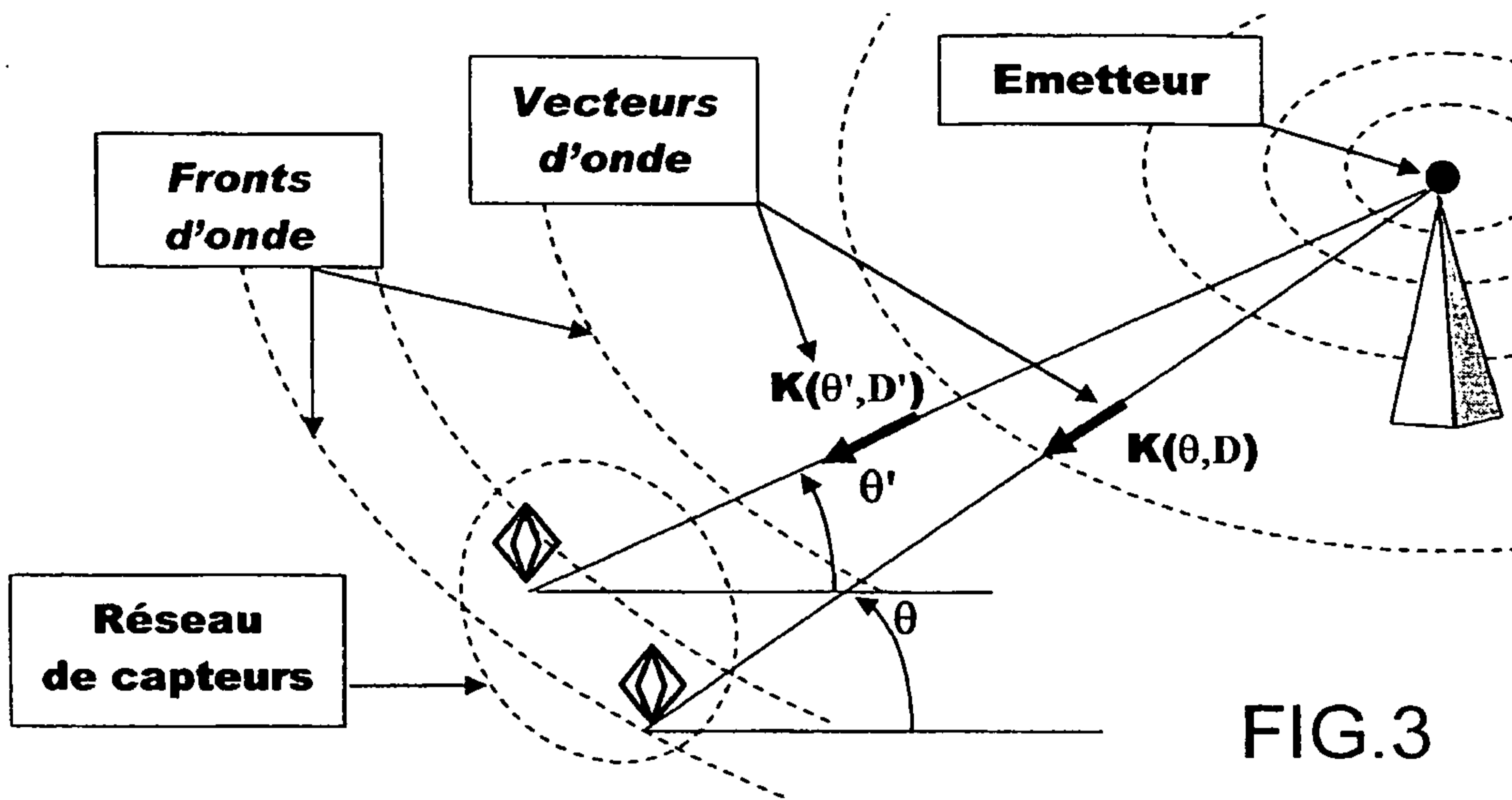


FIG.3

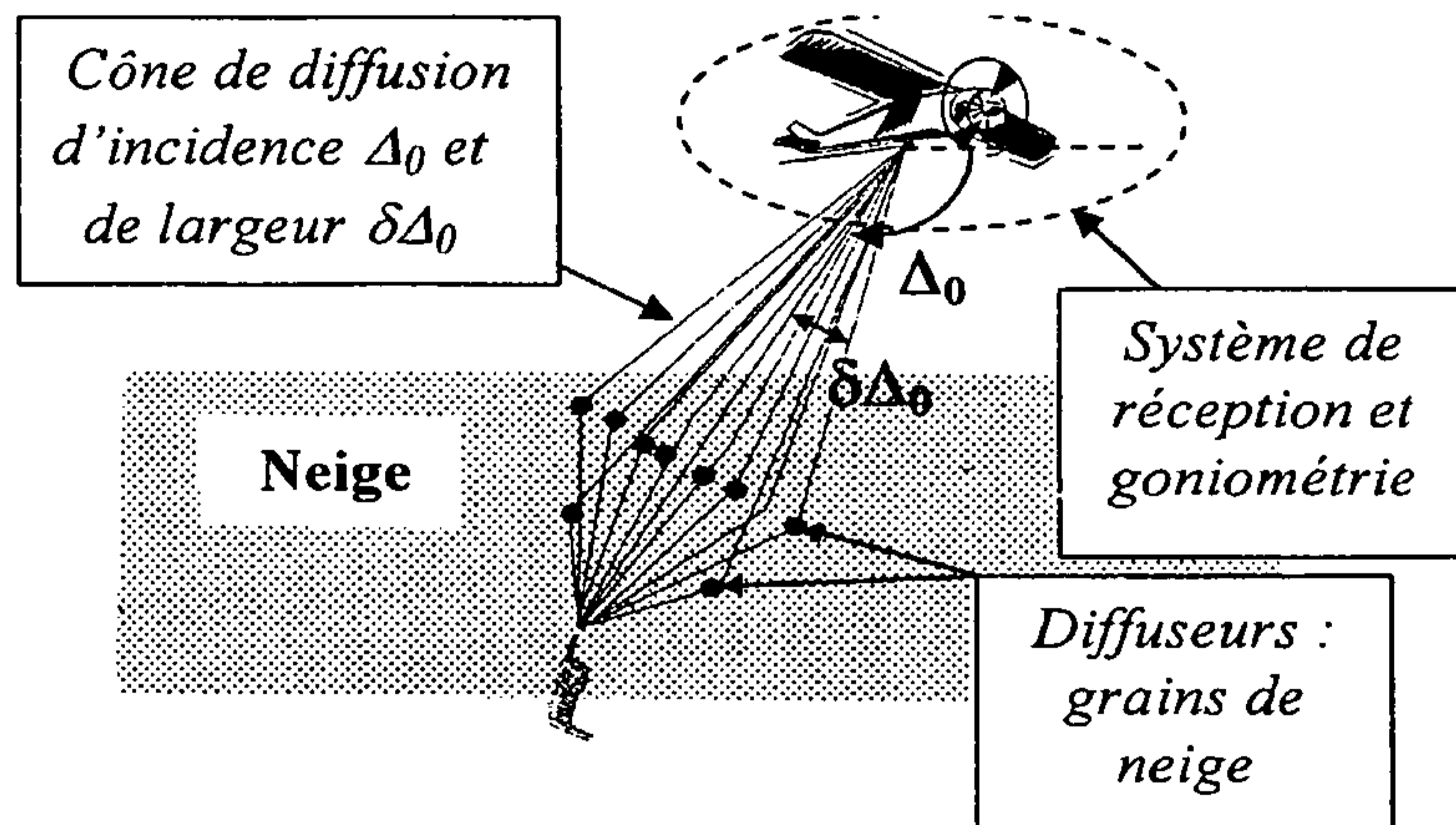


FIG.4

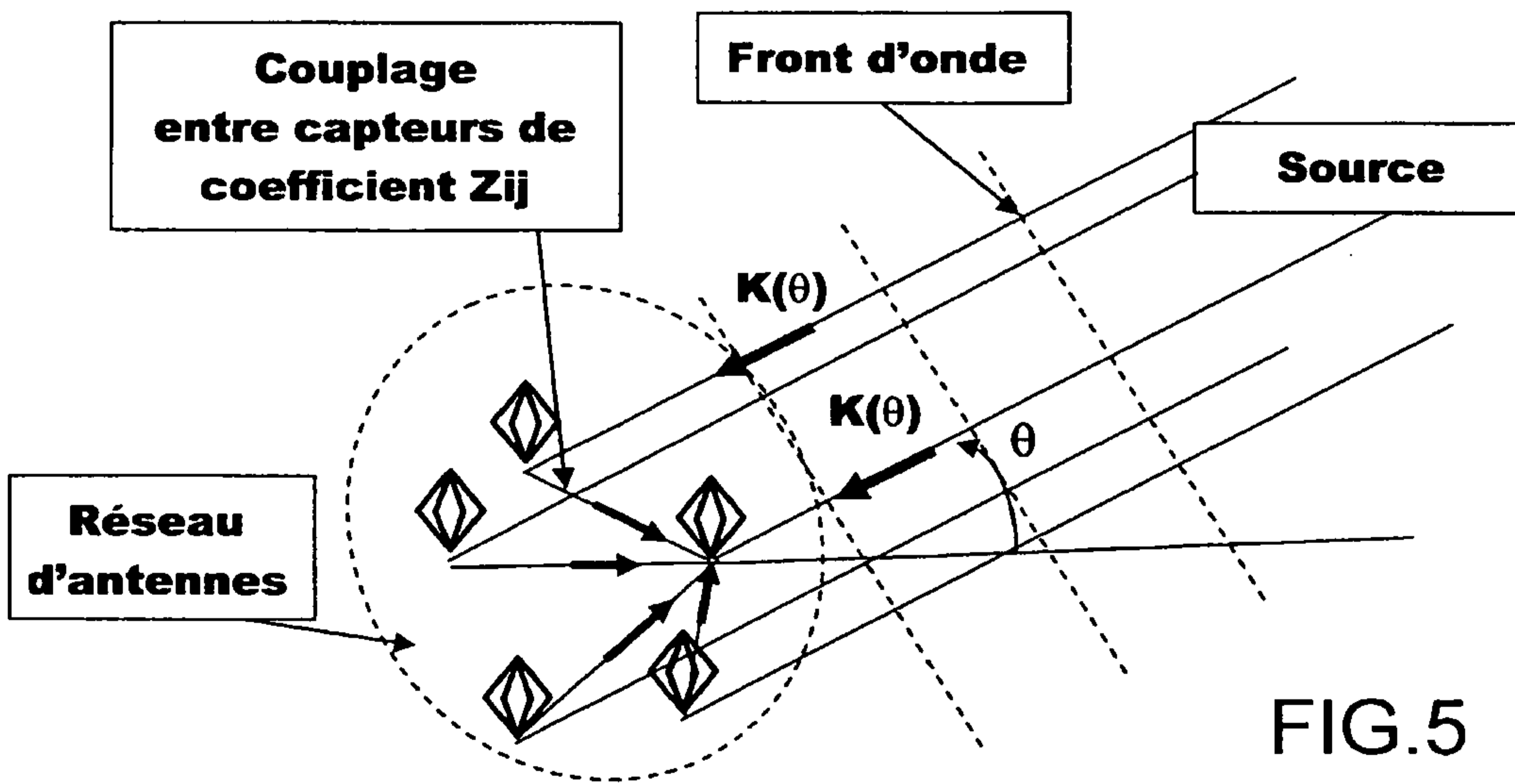


FIG.5

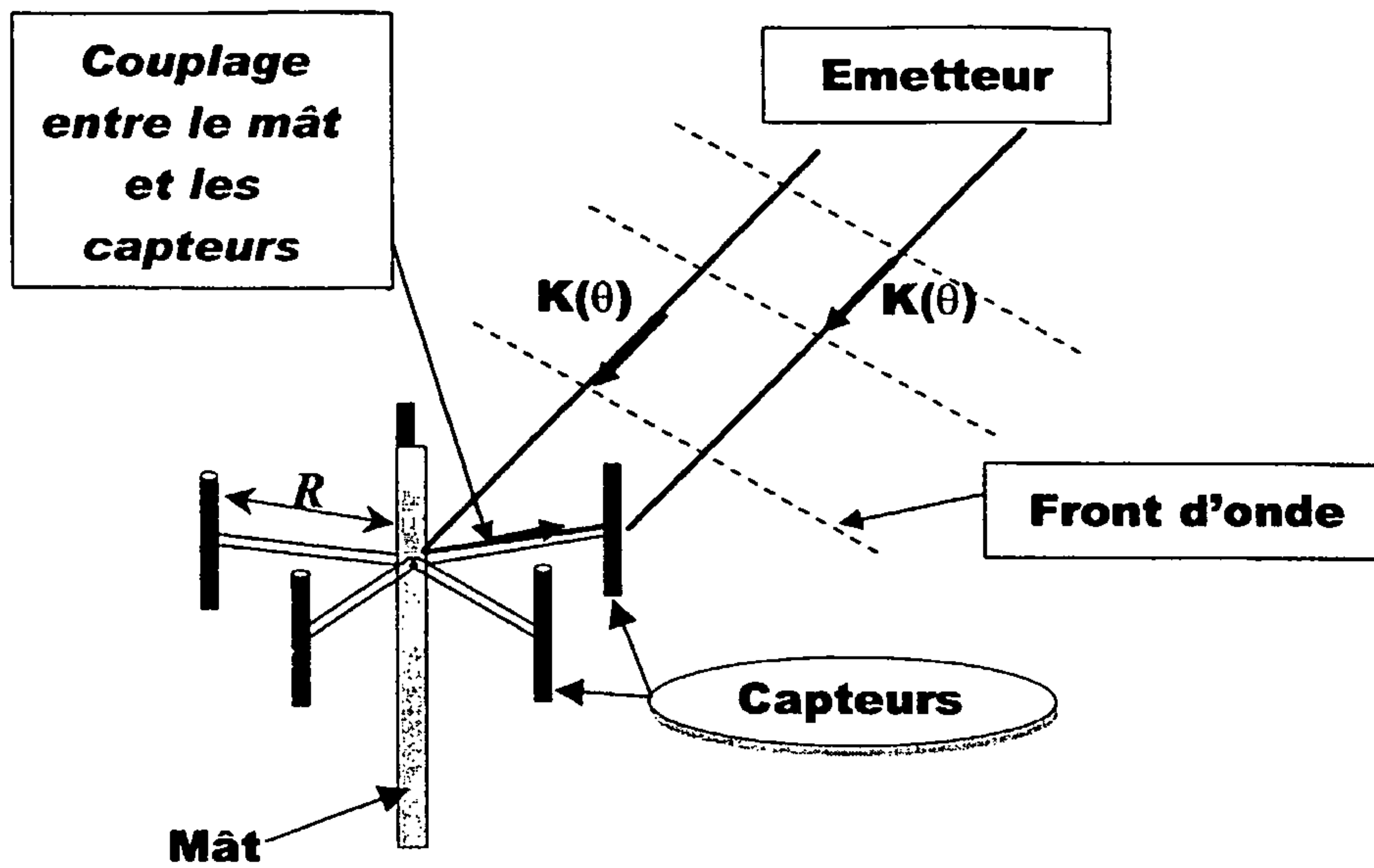


FIG.6

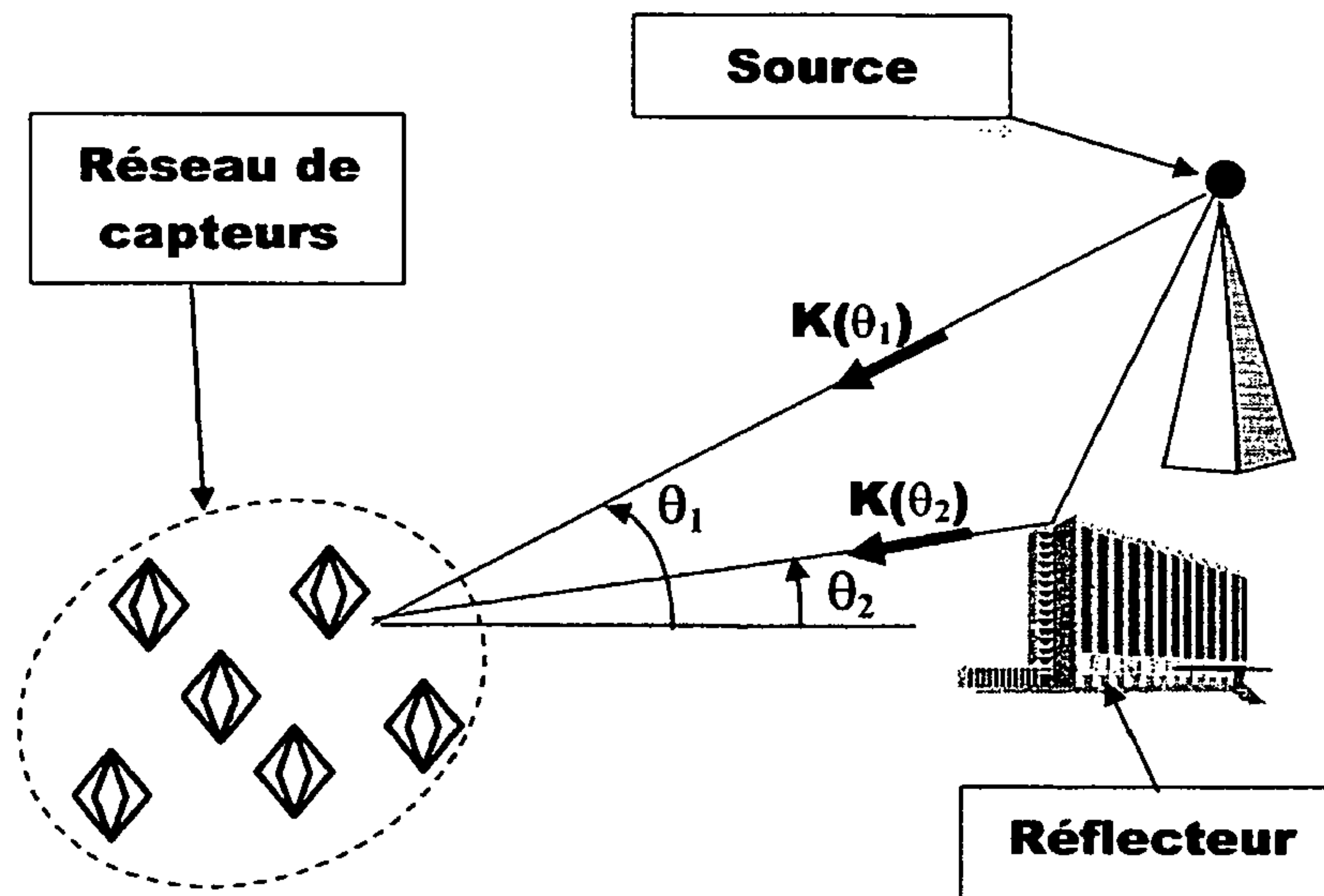


FIG.7

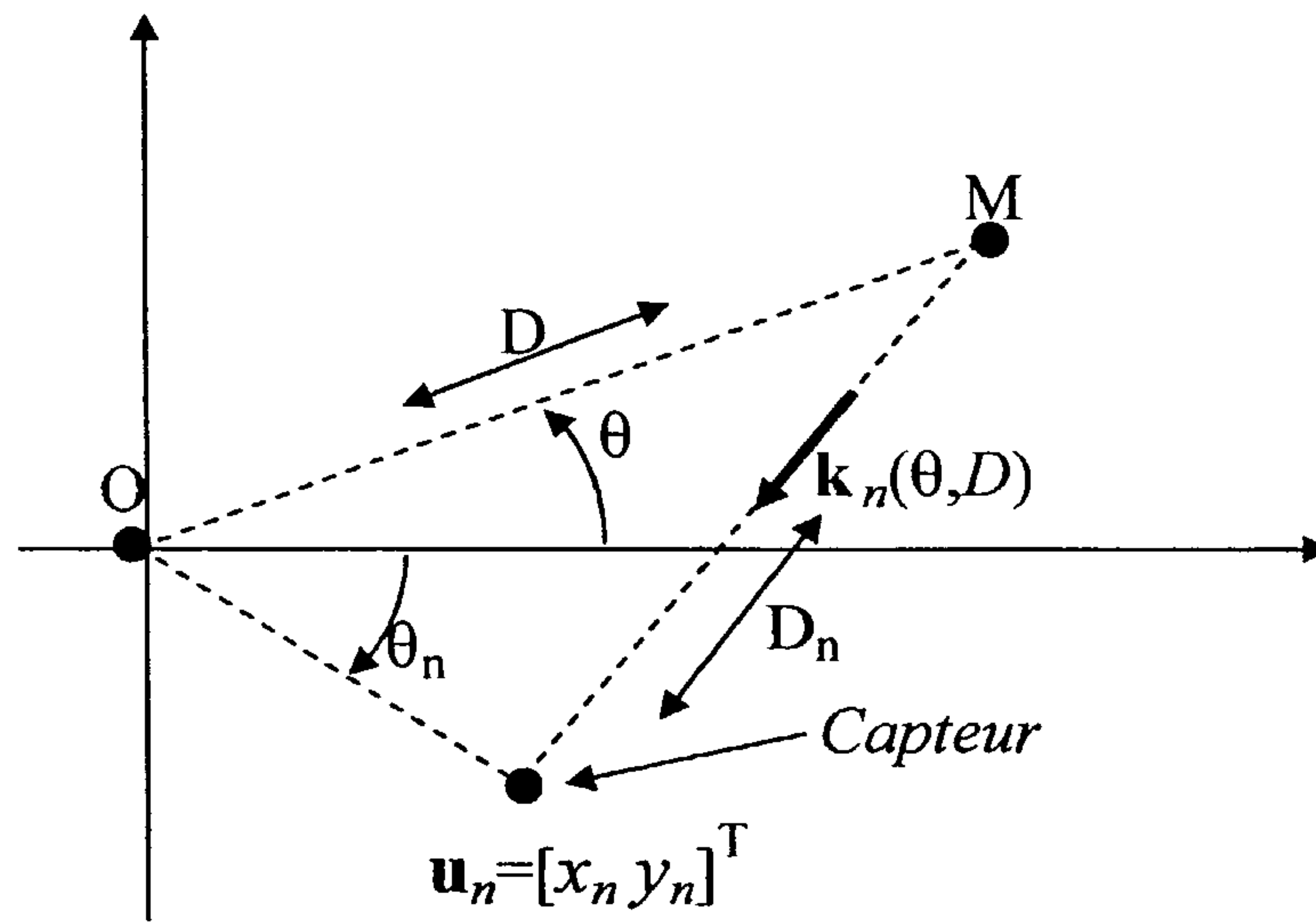


FIG.8

