

Estimation des paramètres de propagation d'un canal MIMO par l'algorithme ESPRIT-Unitaire multidimensionnel

Steve BARTELMAOS¹, Karim ABED-MERAIM¹, Jean-Marie CHAUFRAY², valery GUILLET²

¹Département TSI, ENST-Paris, 46 rue Barrault 75634, Paris Cedex 13, France

²France télécom FTRD/DMR/BEL, Belfort, France

bartelma, abed@tsi.enst.fr

valery.guillet, jean-marie.chaufray@francetelecom.com

Résumé – Dans ce travail, nous proposons une extension de l'algorithme ESPRIT-Unitaire au cas multidimensionnel (6D) afin d'estimer les différents paramètres du canal radio régi par un modèle de propagation en rayons. Cette méthode nous permet d'estimer pour un système MIMO (Multi-Input Multi-Output) tous les paramètres utiles des rayons, i.e. les angles d'émission et de réception (azimut et élévation), les retards, les dopplers et les amplitudes complexes. On établit aussi la robustesse de cette méthode vis à vis d'une surestimation du nombre de trajets 'effectifs' du canal. Cette robustesse nous permet, en particulier, de nous affranchir de l'étape 'délicate' de l'estimation du nombre de trajets. Nous présentons quelques résultats de simulation permettant d'évaluer l'efficacité de cette nouvelle méthode et d'illustrer sa robustesse vis à vis de la méconnaissance du nombre de trajets.

Abstract – In this work, we propose an extension of the ESPRIT-Unitaire algorithm in the multidimensional case (6D) in order to estimate the various parameters of the radio channel governed by a propagation ray model. This method enables us to estimate for a MIMO system (Multi-Input Multi-Output) all the useful parameters of the rays, i.e. the angles of emission and reception (azimuth and elevation), the delays, the dopplers and the complex amplitudes. In addition we establish the robustness of this method with respect to an over-estimation of the number of 'effectives' rays of the channel. This robustness enables us, in particular, to avoid the 'delicate' stage of the estimation of the number of rays. We present at the end some simulation results to evaluate the effectiveness and robustness of this new method.

1 Introduction

On appelle "canal de propagation" l'ensemble des distorsions subies par un signal avant d'atteindre son récepteur destinataire. Ces distorsions sont dues au milieu dans lequel s'effectue la propagation et sont de natures diverses : retards, atténuations, déphasages, etc. Une connaissance précise de ces déformations permet de réaliser, à la réception du signal, des traitements adaptés visant à les corriger. Aussi, une telle connaissance permet d'optimiser l'allocation de ressource et le dimensionnement d'un système cellulaire [1]. De nombreuses études théoriques [2] ou expérimentales [3] ont été réalisées pour tenter de caractériser de manière fidèle les phénomènes physiques intervenant pendant la propagation afin d'élaborer des modèles réalistes pouvant être utilisés en simulation. De l'adéquation de ces modèles avec la réalité dépend la pertinence des traitements en réception. Dans notre cas on utilise le modèle de propagation en rayons, chacun des rayons auxquels nous nous intéressons quitte l'émetteur avec certains angles de départ, et atteint le récepteur avec certains angles d'arrivée (voir figure 1). En outre, en fonction de la distance parcourue, il arrive atténué et retardé ; les réflexions sur les obstacles introduisent un déphasage. Enfin, le rayon peut subir un effet Doppler lorsque le récepteur (ou son environnement) est mobile.

Nous proposons ici une méthode basée sur l'algorithme ESPRIT que l'on nomme "ESPRIT-Unitaire multidimensionnel" et qui s'applique au modèle de propagation en rayons pour estimer les différents paramètres du canal. Ci-dessous, nous décrivons brièvement les principales idées de cette méthode.

2 Le modèle de propagation en rayons

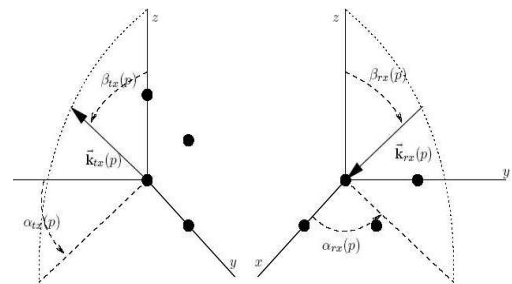


FIG. 1 – Antennes à l'émission et à la réception

Nous considérons un émetteur constitué d'une antenne munie de M capteurs, repérés par leur vecteur position $\vec{r}_{tx}(m)$, $m = 1, \dots, M$ dans un repère lié à l'antenne et un récepteur mobile se déplaçant dans la direction \vec{v} constitué de R capteurs ayant $\vec{r}_{rx}(r)$ comme vecteur position, $r = 1, \dots, R$. Un signal électro-magnétique est généré par l'émetteur et diffusé dans toutes les directions de l'espace. Une façon de considérer ce signal est de le décomposer en un ensemble de "rayons", émis chacun dans une direction particulière. La direction de départ d'un rayon p , $p = 1, \dots, P$, est caractérisée par son vecteur directeur $\vec{k}_{tx}(p)$, celle d'arrivée est caractérisée alors par

$\vec{\mathbf{k}}_{rx}(p)$. Pour chaque couple de capteurs (émission/réception) (m, r) , l'expression du signal reçu après l'émission d'une suite de symboles s_k filtrés par une fenêtre g (g est le filtre d'émission), et échantillonnés à une fréquence $f_e = 1/T_e$ s'écrit :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{mr}(nT_e) &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} s_{n-k} h_{mr}(n, k) \\ &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} s_{n-k} \left(\sum_{p=1}^P \lambda_p a_{mr}^{(p)} e^{2j\pi \delta f_p n T_e} g(kT_e - \tau_p) \right) \end{aligned}$$

où $a_{mr}^{(p)} = e^{-2j\pi f_p / c \vec{\mathbf{k}}_{rx}(p) \cdot \vec{\mathbf{r}}_{rx}(r)} e^{2j\pi f_0 / c \vec{\mathbf{k}}_{tx}(p) \cdot \vec{\mathbf{r}}_{tx}(m)}$ avec $f_p = f_0 + \delta f_p$ où f_0 est la fréquence porteuse et δf_p représente l'effet Doppler qui est proportionnel au produit scalaire du vecteur directeur de l'onde avec le vecteur vitesse de l'antenne :

$$\delta f_p = \frac{f_0}{c} \vec{\mathbf{v}} \cdot \vec{\mathbf{k}}_{rx}(p).$$

c étant la célérité de la lumière. Le canal estimé¹ se présente sous la forme d'une suite de matrices de taille $M \times R$, chacune correspondant à un échantillon de la réponse impulsionnelle :

$$\hat{\mathbf{H}}_n(kT_e) = \begin{bmatrix} \hat{h}_{11}(kT_e) & \cdots & \hat{h}_{1R}(kT_e) \\ \vdots & & \vdots \\ \hat{h}_{M1}(kT_e) & \cdots & \hat{h}_{MR}(kT_e) \end{bmatrix}$$

Nous appelons M_y le nombre de capteurs de l'antenne d'émission suivant l'axe Oy , et M_z suivant l'axe Oz . De même, R_x et R_y désignent le nombre de capteurs suivant les axes Ox et Oy de l'antenne de réception².

Suite à un bon arrangement des capteurs (la numérotation des capteurs de l'antenne d'émission est du bas vers le haut suivant l'axe Oz tout au long de l'axe Oy alors que celle des capteurs de réception est du bas en haut suivant l'axe Oy tout au long de l'axe Ox), la matrice $\hat{\mathbf{H}}_n(kT_e)$ s'écrit :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_n(k) &= \sum_{p=1}^P \lambda_p g(kT_e - \tau_p) e^{jn\theta(p)} (\mathbf{u}_{\mu_y(p)} \otimes \mathbf{u}_{\mu_z(p)}) \\ &\quad (\mathbf{u}_{\nu_x(p)} \otimes \mathbf{u}_{\nu_y(p)})^T + \mathbf{B}(k), \end{aligned} \quad (1)$$

où $\theta(p) = 2\pi \delta f_p T_e$ et les vecteurs $\mathbf{u}_{\mu_z(p)}$, $\mathbf{u}_{\mu_y(p)}$, $\mathbf{u}_{\nu_x(p)}$ et $\mathbf{u}_{\nu_y(p)}$, de tailles respectives M_z , M_y , R_x et R_y sont les paramètres du $p^{\text{ème}}$ trajet fonctions des angles (élévation et azimuth) d'émission et des angles de réception, respectivement, avec :

$$\begin{aligned} \mu_y(p) &= 2\pi f_0 / c \sin(\alpha_{tx}(p)) \sin(\beta_{tx}(p)) \delta_{y,tx} \\ \mu_z(p) &= 2\pi f_0 / c \cos(\beta_{tx}(p)) \delta_{z,tx} \\ \nu_x(p) &= 2\pi f_p / c \cos(\alpha_{rx}(p)) \sin(\beta_{rx}(p)) \delta_{x,rx} \\ \nu_y(p) &= 2\pi f_p / c \sin(\alpha_{rx}(p)) \sin(\beta_{rx}(p)) \delta_{y,rx}, \end{aligned}$$

où α et β représentent les angles azimuth et élévation, respectivement et $\delta_{y,tx}$, $\delta_{z,tx}$, $\delta_{x,rx}$ et $\delta_{y,rx}$ représentent les espacements entre les capteurs des antennes d'émission et de réception. $\mathbf{B}(k)$ représente un vecteur bruit modélisant les erreurs

¹ L'estimation du canal est réalisée par l'envoi de séquences pilotes appropriées.

² Soulignons que ce travail a été fait dans le cadre d'une étude avec FTR&D et que la configuration d'antenne choisie correspond à celle utilisée dans cette étude.

d'estimation du canal que l'on supposera blanc et gaussien. Les vecteurs \mathbf{u} dans l'équation (1) sont tous de la forme :

$$\mathbf{u}_d(p) = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\mu_d(p)} & \cdots & e^{j(N_d-1)\mu_d(p)} \end{bmatrix}^T.$$

N_d représente la taille de la $d^{\text{ème}}$ dimension, \otimes désigne le produit de Kronecker et $[\]^T$ l'opérateur de transposition.

3 Estimation des paramètres du canal

3.1 Angles d'émission et de réception

Nous construisons maintenant les vecteurs $\hat{\mathbf{h}}_n(kT_e)$ en empilant successivement les R colonnes de chaque matrice $\hat{\mathbf{H}}_n(kT_e)$. En l'absence de bruit, ces vecteurs appartiennent à l'espace engendré par les vecteurs $\mathbf{u}(p) = (\mathbf{u}_{\nu_x(p)} \otimes \mathbf{u}_{\nu_y(p)} \otimes \mathbf{u}_{\mu_y(p)} \otimes \mathbf{u}_{\mu_z(p)})$, $p = 1, \dots, P$. Cette mise en forme nous permet d'appliquer l'algorithme ESPRIT-Unitaire multidimensionnel afin de retrouver les paramètres $\mu_y(p)$, $\mu_z(p)$, $\nu_y(p)$, $\nu_x(p)$ et d'en déduire les angles d'émission et de réception des trajets.

3.2 Retards et fréquences Doppler

Pour l'estimation des retards, nous allons utiliser le fait qu'un décalage temporel se transforme en déphasage dans le domaine de Fourier. Définissons une bande $B = [-\frac{f_B}{2}, \frac{f_B}{2}]$ incluse dans $[-\frac{1}{2T_e}, \frac{1}{2T_e}]$, à l'intérieur de laquelle nous choisissons L fréquences équiréparties : $f_l = \frac{l}{L} f_B$, $l = -L_2, \dots, L_2$, $L_2 = (L-1)/2$. Nous construisons maintenant les L valeurs de la transformée de Fourier (TF) à temps discret de la suite $\hat{\mathbf{h}}_n(kT_e)$ aux fréquences f_l :

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{h}}_n(f_l) &= \sum_k \hat{\mathbf{h}}_n(kT_e) e^{-2j\pi \frac{kl f_B T_e}{L}} \\ &= \sum_k \sum_{p=1}^P \lambda_p g(kT_e - \tau_p) e^{jn\theta(p)} \mathbf{u}(p) e^{-2j\pi k f_l T_e} \\ &= \bar{g}(f_l) \sum_{p=1}^P \lambda_p e^{jn\theta(p)} \mathbf{u}(p) e^{-2j\pi f_l \tau_p}. \end{aligned}$$

Le filtre $g(t)$ étant connu ainsi que sa TF $\bar{g}(f_l)$, il est possible de diviser chaque vecteur $\tilde{\mathbf{h}}_n(f_l)$ par $\bar{g}(f_l)$ de sorte que l'on obtienne :

$$\bar{\mathbf{h}}_n = \begin{bmatrix} \frac{1}{\bar{g}(f_{-L_2})} \tilde{\mathbf{h}}_n(f_{-L_2}) \\ \vdots \\ \frac{1}{\bar{g}(f_{L_2})} \tilde{\mathbf{h}}_n(f_{L_2}) \end{bmatrix} = \sum_{p=1}^P \lambda_p e^{jn\theta(p)} (\mathbf{u}_{\phi(p)} \otimes \mathbf{u}(p))$$

où

$$\mathbf{u}_{\phi(p)} = \begin{bmatrix} e^{-jL_2\phi(p)} \\ \vdots \\ e^{jL_2\phi(p)} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \phi(p) = -\frac{2\pi}{L} f_B \tau_p \quad (2)$$

Ainsi on retrouve la même structure que pour les autres paramètres angulaires. Il est donc possible de retrouver $\phi(p)$ et d'en déduire les retards des trajets par ESPRIT comme sera expliqué ci-dessus.

Pour estimer les $\theta(p)$, et donc les fréquences Doppler, nous construisons pour tout n , le vecteur

$$\check{\mathbf{h}}_n = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{h}}_n \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{h}}_{n+N-1} \end{bmatrix}$$

Où N est un paramètre de fenêtrage choisi. On peut alors écrire $\check{\mathbf{h}}_n$ sous la forme :

$$\check{\mathbf{h}} = \sum_{p=1}^P \lambda_p e^{jn\theta(p)} \mathbf{u}_{\theta(p)} \otimes \mathbf{u}_{\phi(p)} \otimes \mathbf{u}_{\mu_y(p)} \otimes \mathbf{u}_{\mu_z(p)} \otimes \mathbf{u}_{\nu_x(p)} \otimes \mathbf{u}_{\nu_y(p)}$$

où $\mathbf{u}_{\theta(p)} = [1 \ e^{j\theta(p)} \ \dots \ e^{j(N-1)\theta(p)}]^T$.

Ayant cette forme, on peut appliquer l'algorithme ESPRIT pour trouver $\theta(p)$.

4 Algorithme ESPRIT

On peut résumer l'idée de l'algorithme ESPRIT de la manière suivante : Supposons que l'on a une matrice \mathbf{U} de la forme

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{j\mu(1)} & \dots & e^{j\mu(P)} \\ \vdots & & \vdots \\ e^{j(N-1)\mu(1)} & \dots & e^{j(N-1)\mu(P)} \end{bmatrix}$$

Chaque ligne de cette matrice se déduit de la précédente par multiplication à droite par la matrice diagonale

$$\Delta_\mu = \begin{bmatrix} e^{j\mu(1)} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\mu(P)} \end{bmatrix} = \text{diag}(e^{j\mu(1)} \dots e^{j\mu(P)})$$

Ainsi, si nous introduisons les matrices de sélection $\mathbf{J}_1 = [\mathbf{I}_{N-1} \ 0]$ et $\mathbf{J}_2 = [0 \ \mathbf{I}_{N-1}]$, permettant de sélectionner par multiplication à gauche les $N-1$ premières lignes et les $N-1$ dernières lignes d'une matrice. Cette propriété se traduit par l'équation d'invariance : $\mathbf{J}_2 \mathbf{U} = \mathbf{J}_1 \mathbf{U} \Delta_\mu$ dont la résolution permet d'obtenir Δ_μ .

L'algorithme ESPRIT va exploiter cette structure particulière de la matrice \mathbf{U} pour estimer les paramètres μ_p . En pratique, on n'a pas accès à \mathbf{U} mais plutôt à une matrice \mathbf{E}_s générant le même sous-espace (dit sous-espace signal) que \mathbf{U} , i.e $\mathbf{E}_s = \mathbf{U} \mathbf{T}$ où \mathbf{T} est une matrice $P \times P$ inversible. L'équation d'invariance s'applique à la matrice \mathbf{E}_s :

$$\mathbf{J}_2 \mathbf{E}_s = \mathbf{J}_1 \mathbf{E}_s \mathbf{T}^{-1} \Delta_\mu \mathbf{T} = \mathbf{J}_1 \mathbf{E}_s \Psi_\mu$$

La résolution de cette équation au sens des moindres carrés ou des moindres carrés totaux permet d'accéder à Ψ_μ et donc à ses valeurs propres données par la matrice Δ_μ .

Dans le cas D-dimensionnel, on aura des matrices de sélection pour chacune des dimensions données par :

$$\mathbf{J}_{d,1} = \mathbf{I}_{N_D} \otimes \dots \otimes \mathbf{I}_{N_{d+1}} \otimes [\mathbf{I}_{N_d-1} \ 0] \otimes \mathbf{I}_{N_{d-1}} \otimes \dots \otimes \mathbf{I}_{N_1}$$

$$\mathbf{J}_{d,2} = \mathbf{I}_{N_D} \otimes \dots \otimes \mathbf{I}_{N_{d+1}} \otimes [0 \ \mathbf{I}_{N_d-1}] \otimes \mathbf{I}_{N_{d-1}} \otimes \dots \otimes \mathbf{I}_{N_1}$$

et D matrices d'invariance à résoudre. Cela nous conduit finalement à l'estimation des valeurs propres de D matrices de la forme

$$\Psi_{\mu_d} = \mathbf{T}^{-1} \Delta_{\mu_d} \mathbf{T} \quad d = 1 \dots D$$

Plusieurs solutions existent pour l'estimation et l'association de ces valeurs propres [4]. Nous avons adapté ici une approche basée sur la décomposition de Schur conjointe [5] des matrices Ψ_{μ_d} qui permet de réaliser les deux opérations (estimation et association) simultanément.

5 ESPRIT-Unitaire

L'algorithme ESPRIT-Unitaire est une méthode permettant, pour un certain type d'antenne (antenne centro-symétrique), d'améliorer les performances d'ESPRIT et de réduire la complexité de ce dernier, en remplaçant dans l'équation d'invariance toutes les matrices complexes par des matrices réelles. Cet algorithme est décrit en détail dans [6]. L'idée générale est la suivante :

L'algorithme ESPRIT-Unitaire peut se mettre en œuvre dans le cas particulier où l'antenne est "centro-symétrique", i.e. lorsque les colonnes \mathbf{u}_p , $p = 1, \dots, P$, de la matrice \mathbf{U} vérifient l'égalité suivante :

$$\mathbf{\Pi}_N \mathbf{u}_p^* = \gamma_p \mathbf{u}_p$$

où γ_p est un scalaire, \mathbf{u}_p^* est le conjugué de \mathbf{u}_p et $\mathbf{\Pi}_N$ est une matrice de taille $N \times N$ ne comportant que des 1 sur l'anti-diagonale.

Une première étape consiste à transformer la matrice \mathbf{U} en une matrice réelle. Cela se fait en deux étapes : D'abord on transforme cette matrice en une matrice centro-hermitienne $\tilde{\mathbf{U}} = [\mathbf{U} \ \mathbf{\Pi}_N \mathbf{U}^* \mathbf{\Pi}_P]$ vérifiant la condition "centro-hermitienne" : $\mathbf{\Pi}_N \tilde{\mathbf{U}}^* \mathbf{\Pi}_{2P} = \tilde{\mathbf{U}}$. On applique ensuite à $\tilde{\mathbf{U}}$ la transformation $\varphi(\tilde{\mathbf{U}}) = \mathbf{Q}_N^H \tilde{\mathbf{U}} \mathbf{Q}_{2P}$ (\mathbf{Q}_N et \mathbf{Q}_{2P} sont des matrices unitaires données dans [6]) qui réalise une bijection de l'espace des matrices centro-hermitiennes dans l'espace des matrices réelles.

Soit \mathbf{E}_s la matrice réelle générant le sous-espace image de $\varphi(\tilde{\mathbf{U}})$. Grâce à la propriété de centro-symétrie de \mathbf{U} , $\tilde{\mathbf{U}}$ a le même espace image (colonne) que \mathbf{U} . Par conséquent \mathbf{E}_s génère le même sous-espace que $\mathbf{Q}_N^H \mathbf{U}$, i.e $\mathbf{E}_s = \mathbf{Q}_N^H \mathbf{U} \mathbf{T}$ où \mathbf{T} est une matrice inversible.

Ainsi l'équation d'invariance devient

$$\mathbf{J}_2 \mathbf{Q}_N \mathbf{E}_s = \mathbf{J}_1 \mathbf{Q}_N \mathbf{E}_s \Psi_\mu$$

ou, pour n'utiliser que des matrices réelles,

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_{N-1}^H \mathbf{J}_2 \mathbf{Q}_N \mathbf{E}_s &= \mathbf{Q}_{N-1}^H \mathbf{J}_1 \mathbf{Q}_N \mathbf{E}_s \Psi_\mu \\ \iff \mathbf{J}'_2 \mathbf{E}_s &= \mathbf{J}'_1 \mathbf{E}_s \Psi_\mu \end{aligned}$$

où $\mathbf{J}'_i \triangleq \mathbf{Q}_{N-1}^H \mathbf{J}_i \mathbf{Q}_N$ $i = 1, 2$, sont des matrices réelles.

Notons que Ψ_μ est à valeurs complexes. Pour continuer à ne manipuler que des matrices réelles, observons que

$$\Upsilon_\mu \triangleq (\mathbf{I}_P + \Psi_\mu)^{-1} j (\mathbf{I}_P - \Psi_\mu) = \mathbf{T}^{-1} \Delta'_\mu \mathbf{T}$$

avec $\Delta'_\mu = \text{diag}(\tan(\mu(1)) \dots \tan(\mu(P)))$. Pour obtenir cette matrice, nous utilisons l'équation d'invariance

$$\mathbf{K}_2 \mathbf{E}_s = \mathbf{K}_1 \mathbf{E}_s \Upsilon_\mu.$$

avec

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_1 &= \mathbf{Q}_{N'}^H (\mathbf{J}_1 + \mathbf{J}_2) \mathbf{Q}_N \\ \mathbf{K}_2 &= \mathbf{Q}_{N'}^H j (\mathbf{J}_1 - \mathbf{J}_2) \mathbf{Q}_N. \end{aligned}$$

Dans le cas multidimensionnel, il suffit de remplacer \mathbf{J}_1 et \mathbf{J}_2 par $\mathbf{J}_{d,1}$ et $\mathbf{J}_{d,2}$.

6 Robustesse

Les critères statistiques d'estimation du nombre de trajets du canal (que l'on appelle aussi ordre du canal) tels que AIC et MDL [7] sont peu efficaces dans le cas de faibles RSBs

ou si la dynamique des amplitudes des trajets est forte [8]. Nous nous sommes intéressés à l'étude de l'influence de la surestimation du nombre de trajets effectifs sur l'estimation des paramètres de propagation désirés par l'algorithme ESPRIT-Unitaire. Nous avons fait le calcul théorique des performances asymptotiques (évaluation de la variance d'erreur d'estimation lorsque la taille d'observation est 'grande') pour un canal composé d'un certain nombre de trajets 'effectifs' et d'autres à très faibles amplitudes par rapport aux trajets principaux (ceci représente une situation de surestimation de l'ordre effectif du canal). Cette analyse de performance est très similaire à celle développée dans [6] mais n'est pas présentée ici dû à la limitation d'espace. Elle établit une certaine robustesse de la méthode proposée vis-à-vis de la surestimation du nombre de trajets comme l'illustre l'exemple de la figure 4.

7 Simulation

Des résultats de simulation sont présentés dans les figures ci-dessous. La figure 2 représente les paramètres estimés (points \cdot) de 20 trajets sans présence du bruit, dans le cas de deux antennes carrées de taille 8×8 capteurs. Les (points \circ) représentent les paramètres exacts des trajets réels. Ces résultats permettent de vérifier la validité de la méthode. Dans nos simulations le Doppler est nul et n'est pas donc estimé, à noter que l'amplitude est exprimée en dB, les angles en degré et les retards en secondes. La figure 3 représente le même cas que précédemment mais en présence d'un bruit Gaussien de 20 dB, les traits associent les rayons estimés aux rayons réels.

La figure 4 nous permet de comparer l'effet de la surestimation sur les paramètres des trajets effectifs. Pour cette simulation on a un canal avec 10 trajets effectifs et 5 trajets de faibles amplitudes, on estime une fois les paramètres en considérant le nombre des trajets effectifs i.e 10 (points \cdot) et une deuxième fois en considérant le nombre de trajets total i.e 15 (points \circ). Ceci a été évalué pour une antenne uni capteur à l'émission et une antenne à 9 capteurs horizontaux à la réception. Le rapport Signal sur Bruit est égal à 5 dB. On peut observer que malgré la surestimation du nombre de trajets, les paramètres des trajets effectifs sont bien estimés et que les amplitudes des trajets 'non-existants' introduits par la surestimation sont très faibles relativement à celles des trajets réels.

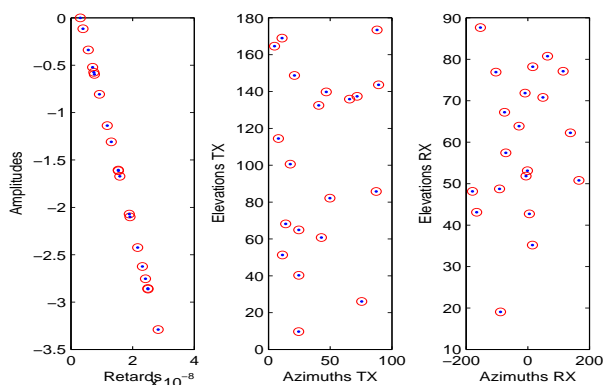


FIG. 2 – Les paramètres des trajets sans bruit

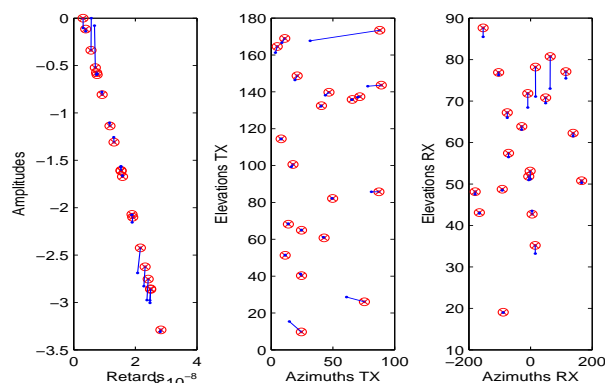


FIG. 3 – Les paramètres des trajets avec bruit

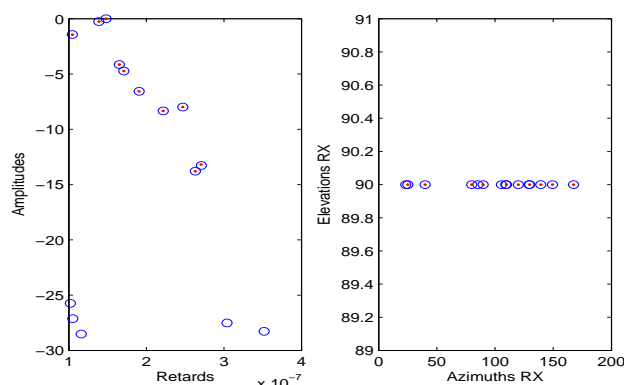


FIG. 4 – (Puissances (dB) et retards (s) des trajets); (Angles d'arrivée (degrés) des trajets)

Références

- [1] M. Debbah et R. Muller. *MIMO Channel Modelling and the Principle of Maximum Entropy*. IEEE Transactions on Information Theory, à paraître 2005.
- [2] W.C. Jakes. *Microwave Mobile Communications*. Wiley, New-York, 1974.
- [3] P. Pajusco. *Experimental Characterization of D.O.A. at the Base Station in Rural and Urban Area*. IEEE Vehicular Technology Conference, 1998.
- [4] Y. Hua et K. Abed-Meraim. *Techniques of eigenvalues estimation and association*. DSP Review Journal, vol. 7, no. 4, pp. 253–259, Oct. 1997.
- [5] K. Abed-Meraim et Y. Hua et M. Haardt. *Joint Schur decomposition : algorithms and applications*. Proceedings of the US/Australia Joint Workshop on Defence Applications of Signal Processing, ELSEVIER, 2001.
- [6] M. Haardt. *Efficient One-, Two-, and Multidimensional High-Resolution Array Signal Processing*. Shaker Verlag, Aachen, 1997.
- [7] M. Wax et T. Kailath. *Detection of signals by information theoretic criteria*. IEEE Transactions on Sig. Proc., vol. 33, no. 2, pp. 387 – 392, Avril 1985.
- [8] A.P. Liavas et P.A. Regalia et J.-P. Delmas. *On the robustness of the linear prediction method for blind channel identification with respect to effective channel undermodeling/overmodeling*. Digital Sig. Proc., vol. 48, 2000.