

# Estimation et association des Directions D'Arrivée dans un contexte CDMA

Leïla NAJJAR ATALLAH<sup>1</sup>, Sylvie MARCOS<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Laboratoire SATIE, École Normale Supérieure de Cachan, 61 Avenue du Président Wilson, 94235 Cachan Cedex, France

<sup>2</sup>Laboratoire des Signaux et Systèmes - CNRS/Supélec, Plateau de Moulon 91192 Gif sur Yvette, France  
atallah@satie.ens-cachan.fr, marcos@lss.supelec.fr

**Résumé** – Nous considérons les problèmes d'estimation et d'association des Directions D'Arrivée (*DDA*) de signaux incidents sur une antenne passive par une approche supervisée. Une méthode des sous-espaces est proposée pour estimer et associer les *DDA* des multi-trajets relatifs aux émetteurs radio co-canal. Elle permet une localisation séparée des émetteurs à l'aide de symboles pilotes. Les interférences entre symboles (*IES*) causées par la mise en forme des signaux ainsi que l'étalement temporel introduit par le canal de propagation sont prises en compte. On montre que pour des signaux *CDMA*, la localisation séparée des sources est possible par la seule connaissance des codes d'étalement (sans symboles pilotes).

**Abstract** – The problem of Direction Of Arrival (*DOA*) estimation and association of signals impinging on a passive antenna is adressed. A subspace-based method is proposed to estimate and associate the multipaths *DOA* of radio co-channel users. The algorithm allows a separate localization of the users by using pilot symbols. It handles the inter symbol interference introduced by the transmitter pulse shaping filter and the temporal spread of the channel. We apply the proposed algorithm to *CDMA* signals for which the separate localization of the users is achieved using only their spreading codes (no pilot symbols).

## 1 Introduction

Dans cette communication, on s'intéresse à estimer les directions d'arrivée (*DDA*) des trajets incidents sur une antenne réceptrice à capteurs multiples et à les associer aux sources correspondantes, dans un contexte de radio-communications. Les applications visées sont la diversité spatiale qui permet d'envisager des liaisons directionnelles au niveau de la station de base vers les terminaux mobiles et la localisation d'urgence pour personnes en détresse<sup>1</sup>.

Nous considérons une approche supervisée qui permet un traitement séparé des différents utilisateurs. Ceci présente le double intérêt d'associer les *DDA* aux sources et de réduire la contrainte sur la taille minimale de l'antenne.

Une formulation des sous-espaces est adoptée pour le bon compromis entre performances et charge calculatoire qu'elle permet d'obtenir par rapport aux méthodes du maximum de vraisemblance [3]. On incorpore une méthode de décorrélation dans le cas de signaux cohérents [4],[5] pour récupérer le sous-espace source en entier.

La méthode *PADEC* introduite dans [2] est d'abord étendue pour tenir compte de la mise en forme des signaux à l'émission et de l'étalement temporel introduit par les canaux sélectifs en fréquence. Ensuite, l'algorithme *PADEC* est appliqué au cas de signaux *CDMA* où nous montrons que la connaissance des codes d'étalement suffit pour localiser les différents utilisateurs co-canal de façon séparée.

<sup>1</sup>. Ce travail s'insère dans le cadre du projet RNRT/LUTECE (Localisation d'Urgence par TELéphonie CELLulaire).

## 2 Modèle des données

Considérons  $K$  sources qui émettent des signaux radio bande étroite autour de la fréquence  $f_c$ . L'émetteur  $k$  transmet à un rythme  $\frac{1}{T}$  les symboles  $\{s_k\}$  mis en forme par le filtre  $g(t)$  de support  $LT$ . Le récepteur est équipé par une sous-antenne linéaire et uniforme *ALU* à  $M$  capteurs dont la réponse à un signal incident d'une direction  $\theta$  est notée  $\mathbf{a}(\theta)$ . À cause de la propagation multi-trajets, le signal émis par la  $k$ ème source est reçu via  $L_k$  rayons, le  $i$ ème rayon a une *DDA*  $\theta_{ki}$ , un retard  $\tau_{ki}$  et une atténuation  $\beta_{ki}$ . On considère les mesures de l'antenne synchronisées sur la séquence pilote d'un émetteur d'intérêt. L'observation totale au niveau de l'antenne est la superposition des signaux des  $K$  utilisateurs co-canal et du bruit d'observation  $\mathbf{n}$  modélisé par un processus Gaussien et temporellement blanc de covariance  $\mathbf{Q}$ . Elle s'écrit

$$\mathbf{x}(p) = \sum_{k=1}^K \mathbf{A}(\theta_k) \mathbf{B}_k \mathbf{G}(\tau_k)^T \mathbf{s}_k(p) + \mathbf{n}(p) \quad (1)$$

où  $\mathbf{A}(\theta_k)$  est formée par les vecteurs directionnels  $\mathbf{a}(\theta_{ki})$  ( $i = 1, \dots, L_k$ ),  $\mathbf{B}_k$  est une matrice diagonale paramétrée par les  $\beta_{ki}$ , le  $i$ ème vecteur de  $\mathbf{G}(\tau_k)$  comprend les échantillons  $g(jT - \tau_{ki})$ ,  $j = 0, \dots, d_k$  où  $d_k = L + \Delta\tau_k$  est la longueur du canal,  $\Delta\tau_k$  étant l'étalement temporel relatif à la source  $k$ .  $\mathbf{s}_k(p) = [s_k(p), s_k(p-1), \dots, s_k(p-d_k+1)]^T$ .

### 3 PADEC en présence d'IES

Dans le cas de canaux non dispersifs ( $d_k = 1$ ) [2], la corrélation de l'observation avec un parmi les signaux de référence supposés décorrélés permet de récupérer la signature spatiale de  $s_k$  comme

$$\mathbf{r}_k = P_{s_k} \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}_k) \mathbf{b}_k \quad (2)$$

où  $P_{s_k}$  est la puissance de  $s_k$ ,  $\boldsymbol{\theta}_k$  regroupe les  $DDA$  de  $s_k$  sur l'antenne et  $\mathbf{b}_k = [\beta_{k1}, \dots, \beta_{kL_k}]^T$ . Ensuite, le lissage de  $\mathbf{r}_k$  permet, par la structure d' $ALU$ , de récupérer le sous-espace engendré par les vecteurs directionnels véhiculant  $s_k$ :

$$\mathbf{W}_k = [\mathbf{r}_{k1} \ \mathbf{r}_{k2} \ \dots \ \mathbf{r}_{kr}] = P_{s_k} \mathbf{A}_1(\boldsymbol{\theta}_k) \mathbf{B}_k \mathbf{D}_k^T \quad (3)$$

où  $\mathbf{r}_{ki}$  est relatif au  $i$ ème sous-vecteur de  $\mathbf{r}_k$ ,  $\mathbf{A}_1(\boldsymbol{\theta}_k)$  et  $\mathbf{D}_k$  sont deux sous-matrices de  $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}_k)$ .

Une reparamétrisation du modèle du canal de (1) permet l'extension de  $PADEC$  au cas avec  $IES$  introduites par l'étalement temporel et la mise en forme des symboles à l'émission.

Notons  $\mathbf{F}_k = \mathbf{B}_k \mathbf{G}(\boldsymbol{\tau}_k)^T$ , puisque le support du filtre  $g(t)$  est limité,  $\mathbf{f}_{kj}$ , la  $j$ ème colonne de  $\mathbf{F}_k$  contient des zéros, ainsi

$$\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}_k) \mathbf{f}_{kj} = \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}_{kj}) \mathbf{b}_{kj} \quad (4)$$

où  $\mathbf{b}_{kj}$  est formé par les éléments non nuls de  $\mathbf{f}_{kj}$  et  $\boldsymbol{\theta}_{kj}$  est formé par les  $DDA$  des trajets contribuant à  $\mathbf{f}_{kj}$ . Ainsi, le lissage de  $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}_{kj}) \mathbf{b}_{kj}$  donne accès au sous-espace source engendré par les  $\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta})$  pour  $\boldsymbol{\theta} \in \boldsymbol{\theta}_{kj}$  [2]. Le traitement séparé des échantillons de la  $RIE$  du canal permet de diminuer la contrainte sur la taille de l'antenne et de comparer les retards des trajets et donc d'identifier le trajet direct.

### 4 Application de PADEC aux signaux CDMA

Dans un système  $CDMA$  à accès multiple par diversité de code, les symboles  $\{s_k\}$  émis au rythme  $\frac{1}{T}$  relatifs à l'émetteur  $k$  sont multipliés par un code avant l'émission, c'est l'étalement. Un code est une séquence pseudo-aléatoire formée de bits qu'on appelle chips, elle a la durée d'un temps symbole et est composée de  $F$  chips où  $F$  désigne le facteur d'étalement. L'intervalle inter chip est ainsi égal à  $T_c = \frac{T}{F}$ . Le flux des chips  $\{e_k\}$  est construit à partir des symboles  $\{s_k\}$  et du code  $\mathbf{c}_k$  comme suit

$$e_k(o) = c_k(o_1) s_k(o_2) \quad (5)$$

avec  $o \equiv o_1[F]$ ;  $0 \leq o_1 \leq F-1$  et  $o_2 = \lfloor \frac{o}{F} \rfloor$ . Les chips sont ensuite mis en forme avant d'être émis.

On s'intéresse au lien montant asynchrone à cause des inégalités entre les retards de propagation des signaux émis par les mobiles et reçus par la station de base ( $SB$ ). La version de  $PADEC$  étendue au cas avec  $IES$  présentée ci-dessus peut être appliquée avant désétalement, en utilisant la séquence pilote étalée. Nous envisageons ici l'application de  $PADEC$  sur signaux désétalés en utilisant la seule connaissance des codes. La faible corrélation entre les codes d'étalement des  $K$  utilisateurs permet alors de les localiser séparément.

Considérons le désétalement des données observées par le code  $\mathbf{c}_{k'}$  relatif à l'émetteur  $k'$ , si l'observation  $\mathbf{x}(t)$  est exprimée sous la forme d'une convolution entre les canaux et les flux

chips comme suit

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \mathbf{h}_k(t - nT_c) e_k(n) + \mathbf{n}(t) \quad (6)$$

où  $\mathbf{h}_k(t) = \sum_{l=1}^{L_k} \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_{kl}) \beta_{kl} g(t - \tau_{kl})$  alors le désétalement du symbole  $p$  s'écrit<sup>2</sup>

$$\mathbf{r}_{k'}(p) = \int \mathbf{x}(t) \underbrace{\left( \sum_{j=0}^{F-1} c_{k'}(j) g(t - jT_c - pT_s) \right)}_{c_{k'}(t - pT_s)} dt =$$

$$\int \left[ \sum_{k=1}^K \sum_{o_1, o_2} \mathbf{h}_k(t - o_1 T_c - o_2 T_s) s_k(o_2) c_k(o_1) + \mathbf{n}(t) \right] c_{k'}(t - pT_s) dt$$

$$\text{où } \mathbf{h}_k(t - o_1 T_c - o_2 T_s) = \sum_{l=1}^{L_k} \underbrace{\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_{kl}) \beta_{kl}}_{\mathbf{v}_{kl}} g(t - \tau_{kl} - o_1 T_c - o_2 T_s).$$

Pour récupérer la contribution de l'utilisateur  $k'$ , on se synchronise sur le début d'une séquence du code correspondant. Ainsi, les échantillons sont pris à partir de l'instant  $t$  qui vérifie  $t \equiv \tau_{k'l}[T]$ . Si on se synchronise sur les trajets  $l' \in \mathcal{L}$  de retards  $\tau_{k'l'} \equiv \Delta \tau_{k'l}[T]$ , avec  $0 \leq \Delta \tau_{k'l} < T$ , on a

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{k', \mathcal{L}}(p) &= \sum_k \sum_{l=1}^{L_k} \mathbf{v}_{kl} \sum_{o_1, o_2} \sum_{j=0}^{F-1} s_k(o_2) c_k(o_1) c_{k'}(j) \alpha + \mathbf{n}' \text{ avec} \\ \alpha &= \int g(t - o_1 T_c - o_2 T - \Delta \tau_{kl}) g(t - j T_c - p T) dt \end{aligned}$$

$$\text{où } \Delta \tau_{kl} = \tau_{kl} - \tau_{k'l}. \mathbf{n}' = \int_{pT_s}^{(p+1)T_s} \mathbf{n}(t) c_{k'}(t - pT_s) dt. \quad 3$$

On suppose dans la suite que le filtre de mise en forme des chips  $g(t)$  a une durée d'un chip ou que les valeurs qu'il prend en dehors de la durée de chip sont assez faibles pour pouvoir négliger les quantités  $g(t - jT_c)g(t - j'T_c)$  lorsque  $j \neq j'$ . Écrivons  $\Delta \tau_{kl} = p_{kl}T + z_{k,l}T_c + t'$  avec  $0 \leq z_{k,l} \leq F-1$  et  $0 \leq t' < T_c$ . Alors pour  $z_{k,l} = 0$  et  $t' = 0$ , qui est le cas des trajets  $l' \in \mathcal{L}$  auxquels on se synchronise,

$$\begin{aligned} \int g(t - o_1 T_c - o_2 T) g(t - j T_c - p T) dt &= \\ \delta_{j, o_1} \delta_{p, o_2} \underbrace{\int_{jT_c}^{(j+1)T_c} g(t - jT_c)^2 dt}_T & \end{aligned}$$

Lorsque  $z_{k,l} \neq 0$ , on calcule la quantité<sup>4</sup>,

$$\sum_{o_1, o_2, j} s_k(o_2) c_k(o_1) c_{k'}(j) \int g(t - o_1 T_c - o_2 T_s - \Delta \tau_{kl}) g(t - j T_c - p T_s) dt$$

Pour ceci, on distingue deux cas, selon si  $o_1 + z_{k,l} \leq F-1$  ou si  $o_1 + z_{k,l} > F-1$ , sachant que  $0 \leq o_1 \leq F-1$  et que  $z_{k,l} = \lfloor \frac{\Delta \tau_{kl}}{T_c} \rfloor$  avec  $0 \leq z_{k,l} \leq F-1$ .

Les résultats obtenus donnent  $\mathbf{r}_{k', \mathcal{L}}(p) = \sum_{i=1}^4 \boldsymbol{\alpha}_i$  avec

$$\boldsymbol{\alpha}_1 = T \sum_l \mathbf{v}_{k'l} \left( \sum_{o_1=0}^{F-1} s_k(p) c_{k'}(o_1) c_{k'}(o_1) \right) = FT \sum_{l' \in \mathcal{L}} \mathbf{v}_{k'l'} s_{k'}(p)$$

2. Pour alléger les équations, les intégrations sur  $t \in [pT, (p+1)T]$  seront notées par  $\int(\cdot) dt$  au lieu de  $\int_{pT}^{(p+1)T}(\cdot) dt$ .

3. On peut montrer que le bruit thermique désétalé est Gaussien, blanc, de covariance  $\frac{1}{F} \mathbf{Q}$ .

4. On suppose que  $p_{kl} = 0$  ce qui correspond à des retards différentiels inférieurs à  $T_s$ . Dans le cas contraire, on aura la contribution du symbole retardé de  $p_{kl}T_s$  soit  $s_k(o_2 - p_{kl})$  au lieu du symbole  $s_k(o_2)$  et  $s_k(o_2 - p_{kl} - 1)$  au lieu de  $s_k(o_2 - 1)$ .

$$\alpha_2 = \sum_{l \neq l'} \mathbf{v}_{k'l} \left( \sum_{o_1=0}^{F-1} s_{k'}(p) c_{k'}(o_1) c_{k'}(o_1 + z_{k,l}) \right)$$

$$\alpha_3 = T \sum_{k \neq k'} \sum_{l=1}^{L_k} \mathbf{v}_{kl} \left( \left( \sum_{o_1=0}^{F-z_{k,l}-1} s_k(p) c_k(o_1) c_{k'}(o_1 + z_{k,l}) \right) \right. \\ \left. + \left( \sum_{o_1=F-z_{k,l}}^{F-1} s_k(p-1) c_k(o_1) c_{k'}(o_1 + z_{k,l} - F) \right) \right)$$

$$\alpha_4 = \mathbf{n}' = \sum_{j=0}^{F-1} c_{k'}(j) \int_0^{T_s} \mathbf{n}(t + pT_s) g(t - jT_c) dt$$

$\alpha_1$  et  $\alpha_2$  sont les contributions de l'utilisateur  $k'$ , ils correspondent respectivement aux trajets auxquels on se synchronise et autres trajets.  $\alpha_3$  et  $\alpha_4$  sont respectivement les interférences multi accès et la contribution du bruit thermique. Notons que les termes  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  font intervenir l'autocorrélation du code relatif à l'émetteur  $k'$ , respectivement pour un décalage temporel nul (trajets de retards égal à  $\tau_{k'l'}$  modulo  $T$ ), ou égal à  $z_{k,l}T_c$ .  $\alpha_3$  fait intervenir les intercorrélations des codes  $\mathbf{c}_{k'}$  et  $\mathbf{c}_k$  décalés de  $z_{k,l}T_c$ . Le dernier terme correspond au bruit thermique désétalé. En se basant sur les propriétés de faible corrélation entre les codes d'étalement des différents émetteurs et entre les versions retardées du même code, il est possible de calculer les *DDA* paramètres de  $\mathbf{v}_{k'l'}$  à partir d'une ou de plusieurs réalisations de  $\mathbf{r}_{k',\mathcal{L}}$ . Chaque réalisation correspond en effet à désétaler un symbole de l'utilisateur considéré. On se propose d'estimer les *DDA* en appliquant l'algorithme *PADEC* [2] sur  $\mathbf{r}_{k',\mathcal{L}}$  en supposant que les termes  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$  et  $\alpha_4$  sont négligeables devant  $\alpha_1$ . Ainsi,

$$\mathbf{r}_{k',\mathcal{L}}(p) \simeq FT \sum_{l' \in \mathcal{L}} \mathbf{v}_{k'l'} s_{k'}(p) \quad (8)$$

est une combinaison linéaire des vecteurs source relatifs aux trajets  $l$  ayant le même retard  $\tau_{k'l'}$  modulo  $T$ . Pour calculer la moyenne (sur les périodes symbole) des  $\mathbf{r}_{k',\mathcal{L}}(p)$  de façon constructive, on les normalise par rapport au signe de leurs premiers coefficients.

## 5 Simulations

Une application dans le cas de signaux *UMTS-FDD* lien montant est présentée [6]. On considère le cas de trois mobiles localisés à partir des données transmises sur un slot de contrôle *DPCH*, soit 10 bits (entre pilotes, *TFCI* et *PTC*).

D'abord le cas où seuls les codes de canalisation et de brouillage sont utilisés. Ensuite, la connaissance supplémentaire des symboles pilotes est exploitée. Pour la canalisation, on utilise des codes *OVSF* (*Orthogonal Vector Spreading Factor*) de Walsh-Hadamard<sup>5</sup>.

Pour le brouillage (ou scrambling), des codes de Gold de longueur égale à 31 sont utilisés. Les bits étalés et brouillés sont mis en forme par un filtre en cosinus surélevé de longueur  $4T_c$  et de roll-off  $\alpha = 0.5$ . Une *ALU* de  $M = 3$  capteurs est utilisée. Les paramètres de propagation des mobiles sont  $\theta_1 = [-20, 40]$ deg,  $\tau_1 = [1.9, 0.3]T_c$ ,  $|\beta_{11}| = 0.99$ ,  $|\beta_{12}| = 0.8$ ,  $\theta_2 = 30$ deg,  $\tau_2 = 1.2T_c$  et  $|\beta_2| = 0.9$ ,  $\theta_3 = [50, -20]$ deg,  $\tau_3 = [0.5, 1.1]T_c$ ,  $|\beta_{31}| = 0.99$  et  $|\beta_{32}| = 0.9$ .

À ces paramètres correspondent les *RIF* des trajets suivantes,

5. Les codes *OVSF* vérifient les conditions d'intercorrélation nulle.

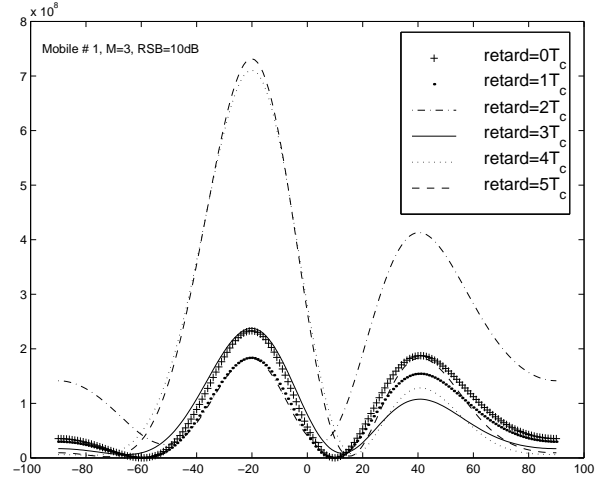


FIG. 1: Cas sans symboles pilotes, mobile 1

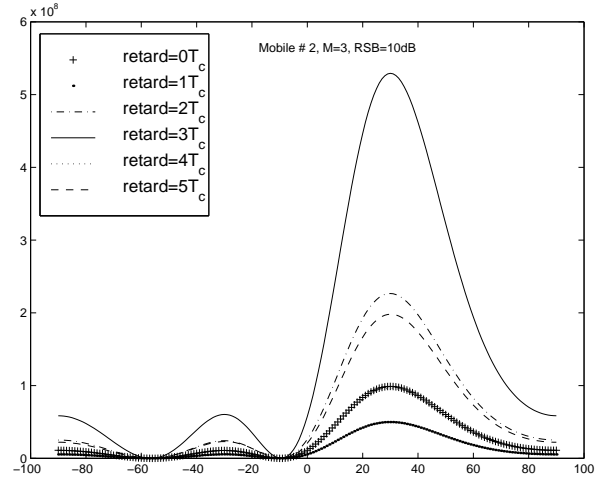


FIG. 2: Cas sans symboles pilotes, mobile 2

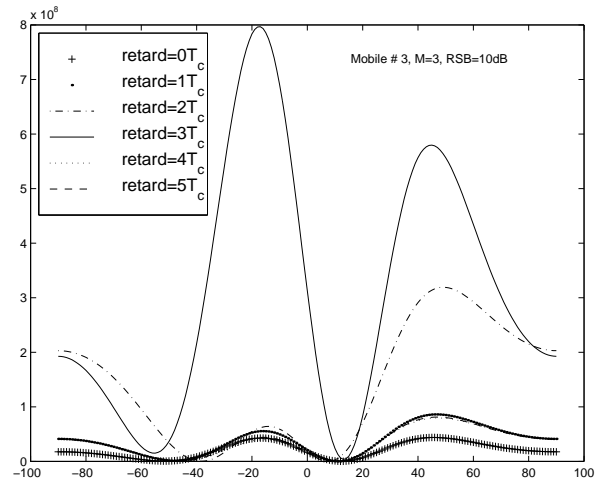


FIG. 3: Cas sans symboles pilotes, mobile 3

(à un facteur de phase près)

$$\begin{aligned}
 c_{11}(q) &= (-1.94q^{-2} + 8.91q^{-3} + 97.15q^{-4} - 6.59q^{-5})10^{-2} \\
 c_{12}(q) &= (-10.43q^{-1} + 67.24q^{-2} + 26.20q^{-3} + 5.71q^{-4})10^{-2} \\
 c_2(q) &= (-9.86q^{-2} + 83.41q^{-3} + 18.07q^{-4} - 3.97q^{-5})10^{-2} \\
 c_{31}(q) &= (-11.88q^{-1} + 59.42q^{-2} + 59.42q^{-3} - 11.88q^{-4})10^{-2} \\
 c_{32}(q) &= (-6q^{-2} + 88.32q^{-3} + 8.10q^{-4} - 1.76q^{-5})10^{-2}
 \end{aligned}$$

On utilise les 10 symboles de contrôle d'un slot *DPCCH* dans le premier cas et les 8 symboles pilotes dans le deuxième cas. Les Figures 1, 2 et 3 montrent les pseudospectres relatifs aux 3 mobiles avec la seule connaissance de leurs codes. Notons que les *DDA* sont bien localisées. Néanmoins, les *IEC* sont moins bien éliminées par rapport au cas avec symboles pilotes (voir Figures 4, 5 et 6). En effet, la connaissance supplémentaire des symboles pilotes permet d'avoir une séquence de référence plus longue et donc un temps d'intégration plus long, ce qui résulte en une meilleure élimination des *IEC*.

## 6 Conclusion

Après l'extension de l'algorithme *PADEC* au cas de canaux fréquemment sélectifs et prise en compte de la mise en forme des symboles à l'émission, son application au signaux *CDMA* est envisagée. Deux alternatives sont étudiées, le désétalement des données sur chaque période symbole ou la corrélation par la séquence pilote étalée. Les résultats de simulations dans le cas de la norme *UMTS - FDD* montrent le bon fonctionnement des deux versions proposées en présence de trois utilisateurs et cinq trajets par une antenne à trois capteurs. Il reste à examiner le pouvoir de résolution ainsi que le comportement pour un nombre croissant d'émetteurs co-canal.

## Références

- [1] L. C. Godara, "Antenna array processing for mobile communications", Proc. of the IEEE, vol. 85, no. 7, pp. 1029-1060, juillet 1997.
- [2] L. Najjar Atallah, S. Marcos, "Localisation séparée d'émetteurs en présence de multitrajets par un algorithme des sous-espaces à faible complexité", GRETSI'01, septembre 2001.
- [3] J. Li, B. Halder, P. Stoica, M; Viberg, "Computationally efficient angle estimation for signals with known waveforms", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 43, n. 9, pp. 2154-2163, septembre 1995.
- [4] S. U. Pillai, B. H. Kwon, "Forward-Backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification", IEEE Trans. on Acoust. Speech and Signal Processing, vol. 37, n. 1, pp. 8-15, janvier 1989.
- [5] D. Grenier, E. Bossé, "Decorrelation performance of DEESE and spatial smoothing techniques for direction of arrival problems", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 44, n. 6, pp. 2154-2163, juin 1996.
- [6] 3GPP Technical Specification 25.213, "Spreading and Modulation (FDD)".

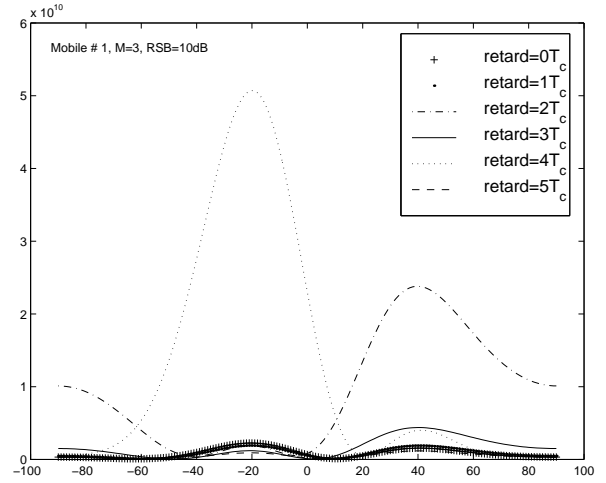


FIG. 4: Cas avec symboles pilotes, mobile 1

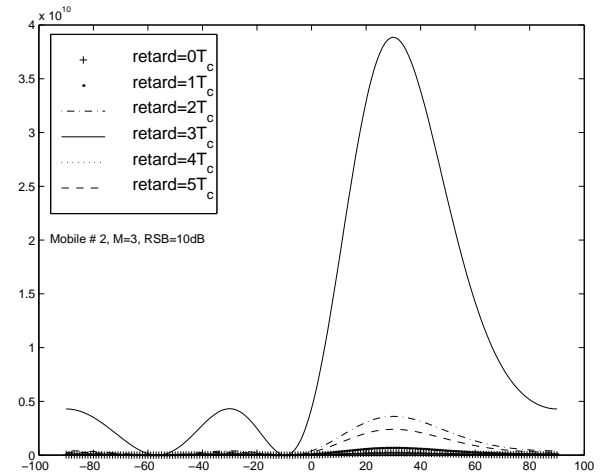


FIG. 5: Cas avec symboles pilotes, mobile 2

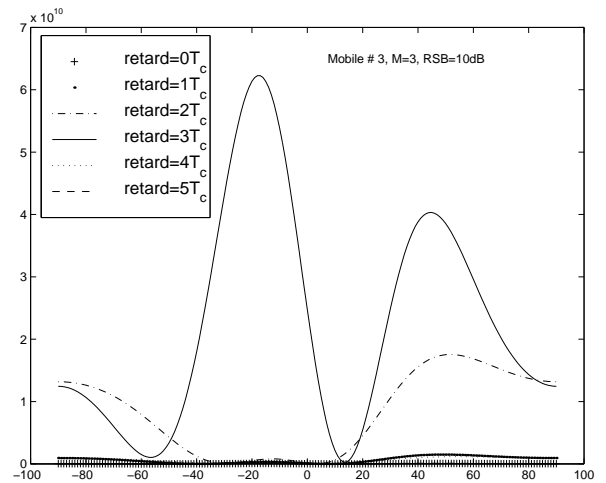


FIG. 6: Cas avec symboles pilotes, mobile 3