

# Synchronisation et estimation aveugle de séquences d'étalement pour une transmission de type CDMA en liaison descendante

R. Gautier, C. Nsiala, G. Burel

LEST (UMR CNRS 6165), Université de Brest, CS 93837, 29238 Brest cedex 3, France

Roland.Gautier@univ-brest.fr

<http://www.univ-brest.fr/lest/tst/>

## RESUME

*Les transmissions à spectre étalé de type CDMA sont à la base de nombreuses normes récentes dans le domaine des télécommunications. Dans cet article, nous nous intéressons au contexte non-coopératif. Afin de retrouver l'information transmise dans un tel contexte, il est nécessaire, au préalable, de retrouver les paramètres caractéristiques de l'émetteur (notamment les séquences d'étalement). Nous proposons une approche qui permet, dans un premier temps, de réaliser une synchronisation aveugle (c'est à dire sans connaissance des séquences de l'émetteur), puis d'estimer les séquences d'étalement, ceci dans le cas de deux utilisateurs simultanés.*

## I. INTRODUCTION

Les transmissions à spectre étalé, initialement élaborées pour une utilisation militaire, sont entrées depuis quelques années dans un grand nombre d'applications civiles et tout particulièrement depuis l'émergence de la technique d'accès multiples de type CDMA. Cette technique utilise l'étalement de spectre par séquence directe afin de permettre la transmission simultanée de signaux issus de plusieurs utilisateurs à l'intérieur d'une même bande de fréquence, tout en assurant un taux d'interférences inter-utilisateurs assez faible. Habituellement, dans un contexte dit "coopératif", le récepteur connaît la séquence d'étalement utilisée par l'émetteur pour étaler le signal qui lui est destiné, ce qui lui permet d'extraire le signal informatif émis à partir du signal reçu. Ceci, sans qu'un autre récepteur (utilisateur) puisse en faire de même, car ne connaissant pas la séquence d'étalement en question.

Par contre, dans le contexte "non coopératif" auquel nous nous intéressons ici, le récepteur ne connaît pas les séquences d'étalement de l'émetteur. Dans ce contexte, les propriétés intrinsèques de l'étalement de spectre posent de gros problèmes. Même pour une transmission mono-utilisateur (ou il n'y a qu'un seul signal étalé plus du bruit), le signal étalé est souvent caché en dessous du niveau du bruit, ce qui a pour conséquence de masquer la transmission. De plus, le choix des séquences d'étalement (généralement pseudo aléatoires) fait que le signal lui-même a des caractéristiques statistiques ressemblant à du bruit et est donc difficile à détecter.

Il est facile de comprendre les difficultés auxquelles on peut ainsi être confronté dans le cadre de la surveillance du spectre radio-fréquences ou dans l'objectif de l'élaboration d'un récepteur adaptatif et auto-configurant. Celui-ci devant être capable de retrouver par lui-même les paramètres de la

transmission à spectre étalé. Une étude, effectuée au sein de notre équipe, nous a permis de résoudre le problème dans le cas mono-utilisateur [3]. Dans le cas multi-utilisateurs, le problème devient encore plus complexe, puisqu'il faut être capable de détecter la transmission, de synchroniser le récepteur sur les séquences d'étalement inconnues, de déterminer le nombre d'utilisateurs et finalement d'effectuer l'identification des séquences utilisées. Peu de travaux ont été publiés dans ce domaine en contexte non coopératif, la plupart des travaux étant effectués en contexte coopératif pour le domaine civil ou en supposant un certain nombre de paramètres connus [8]. Pour notre part, nous nous attachons à résoudre le cas sans connaissances a priori. Un détecteur a été mis au point dans le cas mono-utilisateur [4], [2] afin de détecter la présence d'une transmission à spectre étalé et nous sommes en train de finaliser son extension au cas multi-utilisateurs et/ou multi-standards. Le détecteur nous donne alors la période estimée de la séquence d'étalement, ce qui nous permet de la supposer connue par la suite.

Dans cet article, nous proposons une méthode permettant de synchroniser un signal de type CDMA en aveugle, puis d'estimer les séquences d'étalement utilisées par l'émetteur pour chaque utilisateur. Dans un souci de clarté, nous détaillerons la méthode uniquement dans le cas de deux utilisateurs "synchrones" pour lequel l'ensemble des développements théoriques ont été menés et confirmés par des simulations nous permettant de valider le principe de la méthode. Le terme "deux utilisateurs synchrones" signifiant que nous nous plaçons au niveau de la liaison descendante (Downlink), station de base vers terminal mobile, et que la station de base transmet un signal pour deux terminaux mobiles. Le signal reçu est échantillonné et divisé en fenêtres temporelles d'analyse de taille égale à la période des séquences d'étalement. Il est à remarquer que les deux séquences ont même longueur, puisque provenant de la même station de base, donc codées suivant le même standard en général. Après cela, une analyse des valeurs propres et vecteurs propres de la matrice de covariance est effectuée. On démontre que maximiser la norme de Frobenius de cette matrice de covariance permet de se synchroniser sur le début des séquences d'étalement.

L'article est organisé de la façon suivante : dans la section II, nous précisons les hypothèses, ainsi que la modélisation du signal. Puis, la description mathématique de la méthode est détaillée dans la section III, avec l'analyse des valeurs/vecteurs propres de la matrice de covariance et du critère de synchro-

nisation. Enfin, des résultats de simulations sont donnés à la section IV.

## II. HYPOTHÈSES ET MODÉLISATION

Dans une transmission de type CDMA (multi-utilisateurs), les symboles bas débit  $a_{n_k}$  (de période  $T_s$ ) du  $n^{ième}$  utilisateur sont multipliés par la séquence d'étalement associée à cet utilisateur ([7], [6]). L'opération d'étalement se traduit par l'obtention de nouveaux symboles haut débit (chips), de durée  $T_c \ll T_s$ . Les signaux étalés, destinés à chaque utilisateur, sont alors sommés et transmis. Le signal ramené en bande de base au niveau du récepteur, après filtrage, s'exprime alors en fonction des symboles bas débit comme :

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{n=1}^{N_u} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_{n_k} \mathbf{h}_n(t - kT_s) + \mathbf{b}(t) \quad (1)$$

avec

$$\mathbf{h}_n(t) = \sum_{m=0}^{L-1} c_{n_m} \mathbf{p}(t - mT_c) \quad (2)$$

en prenant les notations suivantes

- $c_{n_m}$  ( $m \in [0, L - 1]$ ) : les éléments de la séquence d'étalement associée au  $n^{ième}$  utilisateur ( $c_{n_m} = \pm 1$ );
- $L$  : la longueur des séquences d'étalement;
- $T_e$  : la fréquence d'échantillonnage;
- $T_s$  : la période symbole;
- $N_u$  : le nombre d'utilisateurs;
- $\mathbf{p}(t)$  : la convolution de tous les filtres présents dans la chaîne de transmission (émission, réception et échos présents sur le canal);
- $\mathbf{h}_n(t)$  : un filtre virtuel correspondant à la convolution de la  $n^{ième}$  séquence d'étalement avec tous les filtres de la chaîne de transmission;
- $\mathbf{b}(t)$  : le bruit présent au niveau de la sortie du filtre de réception supposé blanc gaussien additif centré et non corrélé avec le signal.

Les hypothèses suivantes sont faites :

- Les symboles bas débit sont centrés et non corrélés;
- La période symbole  $T_s$  a été estimée au préalable. Tous les autres paramètres sont inconnus;
- Le rapport signal à bruit en sortie du filtre de réception est négatif (la transmission est cachée dans le bruit).

## III. DESCRIPTION MATHÉMATIQUE DE LA MÉTHODE

Dans cette section, nous supposons comme nous l'avons dit dans l'introduction, que nous nous plaçons au niveau de la sortie du filtre de réception lors d'une transmission sur la liaison descendante. Il est maintenant nécessaire de synchroniser le signal reçu sur le début d'un symbole entier afin de pouvoir estimer la séquence d'étalement et effectuer la démodulation.

La méthode consiste d'abord à diviser le signal reçu en fenêtres d'analyse de durée égale à la période  $T_s$ . On notera  $t_0$  le temps de désynchronisation correspondant au décalage entre les fenêtres d'analyse et les symboles bas débit ( $0 \leq t_0 < T$ ). Ensuite, la synchronisation et l'identification des séquences d'étalement s'effectuent grâce à l'analyse des valeurs/vecteurs propres de la matrice de covariance, donnée par :

$$\mathbf{R} = E \{ \mathbf{y}_l \mathbf{y}_l^H \} \quad (3)$$

où

- $\mathbf{y}_l$  : désigne le vecteur colonne contenant l'ensemble des  $M$  échantillons sur une fenêtre d'analyse  $l$ ;
- $E\{\}$  : l'espérance mathématique, qui sera en pratique estimée par une moyenne sur l'ensemble des  $N$  fenêtres d'analyse.

Comme nous allons le voir, une analyse théorique montre que cette matrice possède quatre valeurs propres prépondérantes correspondant au sous-espace signal.

### A. Analyse des valeurs propres et vecteurs propres de la matrice de covariance

Puisque la durée de la fenêtre d'analyse est égale à la période symbole, une fenêtre contient obligatoirement la fin d'un symbole pour une durée  $T_s - t_0$ , suivie par le début du symbole suivant pour une durée  $t_0$ , où  $t_0$  est inconnu.

Le vecteur  $\mathbf{y}_l$  pour une fenêtre d'analyse, peut être réécrit de la manière suivante :

$$\mathbf{y}_l = a_{1_l} \mathbf{h}_{1_0} + a_{1_{l+1}} \mathbf{h}_{1_{-1}} + a_{2_l} \mathbf{h}_{2_0} + a_{2_{l+1}} \mathbf{h}_{2_{-1}} + \mathbf{b} \quad (4)$$

où

- $\mathbf{b}$  correspond au bruit de variance  $\sigma_b^2$ ;
- $\mathbf{h}_{n_0}$  le vecteur constitué des échantillons de  $\mathbf{h}_n(t)$  correspondant à la fin de la séquence (sur une durée de  $T_s - t_0$ ), suivis de zéros (sur une durée  $t_0$ );
- $\mathbf{h}_{n_{-1}}$  le vecteur constitué de zéros (sur une durée  $T_s - t_0$ ), suivis par les échantillons de  $\mathbf{h}_n(t)$  correspondant au début de la séquence (sur une durée  $t_0$ ).

Si l'on remplace  $\mathbf{y}_l$  dans l'équation 3 par le membre de droite de l'équation 4 et en tenant compte de la définition des vecteurs  $\mathbf{h}_{n_0}$  et  $\mathbf{h}_{n_{-1}}$  nous obtenons :

$$\mathbf{R} = E \{ \|a_{1_l}\|^2 \} \mathbf{h}_{1_0} \mathbf{h}_{1_0}^H + E \{ \|a_{1_{l+1}}\|^2 \} \mathbf{h}_{1_{-1}} \mathbf{h}_{1_{-1}}^H + E \{ \|a_{2_l}\|^2 \} \mathbf{h}_{2_0} \mathbf{h}_{2_0}^H + E \{ \|a_{2_{l+1}}\|^2 \} \mathbf{h}_{2_{-1}} \mathbf{h}_{2_{-1}}^H + \sigma_b^2 \mathbf{I} \quad (5)$$

Au vu de cette équation, il est clair que quatre valeurs propres sont plus importantes que les autres. Les vecteurs propres associés à ces valeurs propres seront égaux à  $\mathbf{h}_{1_0}$ ,  $\mathbf{h}_{2_0}$ ,  $\mathbf{h}_{1_{-1}}$  et  $\mathbf{h}_{2_{-1}}$ , à des facteurs multiplicatifs près.

Soit  $\sigma_{a_1}^2 = \sigma_{a_2}^2 = \sigma_a^2$  la variance des symboles. Définissons les vecteurs normalisés  $\mathbf{v}_{n_0}$  et  $\mathbf{v}_{n_{-1}}$  de la manière suivante :

$$\mathbf{v}_{n_0} = \frac{\mathbf{h}_{n_0}}{\|\mathbf{h}_{n_0}\|}, \quad \mathbf{v}_{n_{-1}} = \frac{\mathbf{h}_{n_{-1}}}{\|\mathbf{h}_{n_{-1}}\|}, \quad n = 1, 2 \quad (6)$$

La matrice de covariance s'écrit alors :

$$\mathbf{R} = \sigma_a^2 (\|\mathbf{h}_{1_0}\|^2 \mathbf{v}_{1_0} \mathbf{v}_{1_0}^H + \|\mathbf{h}_{1_{-1}}\|^2 \mathbf{v}_{1_{-1}} \mathbf{v}_{1_{-1}}^H + \|\mathbf{h}_{2_0}\|^2 \mathbf{v}_{2_0} \mathbf{v}_{2_0}^H + \|\mathbf{h}_{2_{-1}}\|^2 \mathbf{v}_{2_{-1}} \mathbf{v}_{2_{-1}}^H) + \sigma_b^2 \mathbf{I} \quad (7)$$

On a approximativement :

$$\|\mathbf{h}_{n_0}\|^2 \simeq (1 - \frac{t_0}{T_s}) \|\mathbf{h}_n\|^2, \quad \|\mathbf{h}_{n_{-1}}\|^2 \simeq \frac{t_0}{T_s} \|\mathbf{h}_n\|^2. \quad (8)$$

et en posant  $\rho = \frac{\sigma_a^2}{\sigma_b^2}$  le rapport signal sur bruit des deux signaux étalés pris séparément, supposés de même puissance, nous obtenons après simplification :

$$\mathbf{R} = \sigma_b^2 \left( \rho \left( \frac{T_s - t_0}{T_e} (\mathbf{v}_{1_0} \mathbf{v}_{1_0}^H + \mathbf{v}_{2_0} \mathbf{v}_{2_0}^H) + \frac{t_0}{T_e} (\mathbf{v}_{1_{-1}} \mathbf{v}_{1_{-1}}^H + \mathbf{v}_{2_{-1}} \mathbf{v}_{2_{-1}}^H) \right) + \mathbf{I} \right) \quad (9)$$

Les couples de vecteurs  $\{\mathbf{v}_{1_0}, \mathbf{v}_{2_0}\}$  et  $\{\mathbf{v}_{1_{-1}}, \mathbf{v}_{2_{-1}}\}$  forment deux sous-espaces orthogonaux de dimension 2 et pour  $t_0 \leq \frac{T_s}{2}$ , les valeurs propres de cette matrice sont :

$$\begin{aligned} \lambda_{1,2} &= \sigma_b^2 \left( 1 + \rho \frac{T_s - t_0}{T_e} \underbrace{(1 \pm \mathbf{v}_{1_0} \mathbf{v}_{2_0}^H)} \right) \\ \lambda_{3,4} &= \sigma_b^2 \left( 1 + \rho \frac{t_0}{T_e} \underbrace{(1 \pm \mathbf{v}_{1_{-1}} \mathbf{v}_{2_{-1}}^H)} \right) \\ \lambda_i &= \sigma_b^2 \quad \text{pour } i \geq 5 \end{aligned}$$

Nous pouvons remarquer que les termes soulignés dépendent de la valeur des intercorrélations partielles entre les deux séquences d'étalement. Ceci permet de voir que les propriétés statistiques des séquences employées sont primordiales. De plus, les  $M - 4$  valeurs propres les plus faibles permettent d'estimer la variance du bruit.

### B. Critère de synchronisation

La norme carrée de Frobenius de la matrice de covariance estimée est définie de la façon suivante :

$$\|\mathbf{R}\|^2 = \sum_{i=1}^M (\lambda_i)^2 \quad (10)$$

Faisons les hypothèses suivantes :

$$\mathbf{h}_{1_0} \mathbf{h}_{2_0}^H = \left( \frac{T_s - t_0}{T_s} \right) \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2^H \quad (11)$$

$$\mathbf{h}_{1_{-1}} \mathbf{h}_{2_{-1}}^H = \left( \frac{t_0}{T_s} \right) \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2^H \quad (12)$$

Ces hypothèses étant statiquement valides si les séquences d'étalement sont assez longues (ce qui est le cas en pratique, voir [1], [5] par exemple). Nous obtenons finalement :

$$\|\mathbf{R}\|^2 = M \sigma_b^4 \left( 1 + \frac{4\rho T_s}{M T_e} + \frac{2\rho (T_s - t_0)^2 + t_0^2}{M T_e^2} \left( 1 + \underbrace{(\mathbf{v}_1 \mathbf{v}_2^H)^2} \right) \right) \quad (13)$$

Le terme souligné représente le produit scalaire des deux séquences et est constant (la valeur dépendant du type de

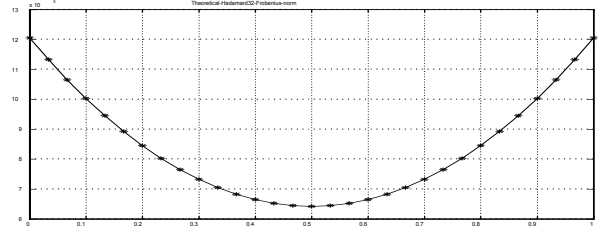


Fig. 1.  $\|\mathbf{R}\|^2$  en fonction de  $t_0$

séquences utilisées). Le calcul de la dérivée de l'équation 13 par rapport à  $t_0$  nous donne :

$$\frac{\partial \|\mathbf{R}\|^2}{\partial t_0} = 4\sigma_b^4 \rho^2 (1 + (\mathbf{v}_1 \mathbf{v}_2^H)^2) \frac{2t_0 - T_s}{T_e^2} \quad (14)$$

Le critère  $\|\mathbf{R}\|^2$  est décroissant sur  $[0, T_s/2]$  et admet un maximum en  $t_0 = 0$ , qui correspond à la synchronisation (voir fig. 1 pour des séquences d'Hadamard de longueur 32).

Maximiser ce critère, nous permet donc de nous synchroniser sur le début d'un symbole et il ne reste plus, alors, que deux valeurs propres prépondérantes. Après synchronisation, la matrice de covariance devient :

$$\mathbf{R} = \sigma_b^2 \left( \frac{\rho T_s}{T_e} (\mathbf{v}_1 \mathbf{v}_1^H + \mathbf{v}_2 \mathbf{v}_2^H) + \mathbf{I} \right) \quad (15)$$

et ses deux valeurs propres sont :

$$\lambda_{1,2} = \sigma_b^2 \left( 1 + \frac{\rho T_s}{T_e} \underbrace{(1 \pm \mathbf{v}_1 \mathbf{v}_2^H)} \right) \quad (16)$$

### C. Identification des séquences d'étalement

Une fois la synchronisation effectuée, il ne reste plus que deux valeurs propres prépondérantes associées à deux vecteurs propres correspondant aux deux séquences d'étalement (aux déformations près dues au filtre global de la chaîne de transmission). Les effets de ce filtre peuvent être atténués par normalisation en phase des deux vecteurs propres, ce qui nous permet d'obtenir une bonne estimation des séquences après binarisation. Cette opération consiste à déterminer, dans un premier temps, la période chip de la séquence d'étalement (donc la longueur de la séquence d'étalement), puis à chercher la séquence d'étalement binaire la plus proche au sens des moindres carrés.

## IV. RÉSULTATS DE SIMULATION

La simulation présentée porte sur l'analyse d'un signal reçu correspondant à une superposition de deux signaux à spectre étalé. Les symboles bas débit correspondent à une constellation QPSK et les séquences d'étalement sont des séquences de Gold de longueur  $L = 31$ . La période symbole est  $T_s = 0,775 \mu s$  et le rapport signal sur bruit est  $-2dB$ . La fréquence d'échantillonnage est de  $F_e = 400 MHz$ . La durée du signal traité est de  $340 \mu s$  ce qui correspond à 136000 échantillons. Le décalage (généralisé aléatoirement) introduit artificiellement en réception par rapport au début d'un symbole entier est de  $0.53 \mu s$ .

Avant synchronisation, la matrice de covariance estimée présente, comme prévu par la théorie, quatre valeurs propres prépondérantes (Fig. 2).

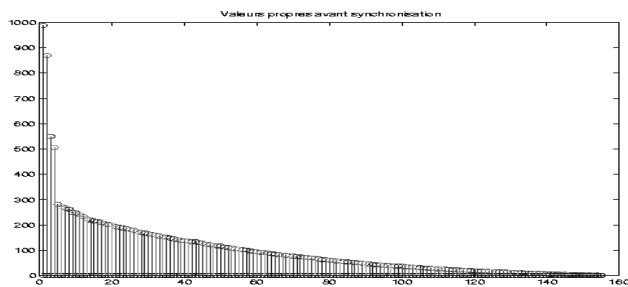


Fig. 2. Valeurs propres avant synchronisation

Le critère de synchronisation est évalué pour des valeurs de resynchronisation comprises entre 0 et  $T_s$  ( $T_s$  est estimé au préalable par notre détecteur) et est tracé sur la figure 3.

Le résultat de la synchronisation est flagrant sur la figure 4 puisqu'il ne reste plus que deux valeurs propres prépondérantes.

Les séquences peuvent être alors estimées grâce aux vecteurs propres associés au deux plus grandes valeurs propres. Ensuite, l'opération de binarisation, nous permettant d'estimer au mieux les séquences d'étalement binaire au sens des moindres carrés, nous donne les deux séquences binaires présentes sur la figure 5, où elles sont comparées aux séquences binaires de référence utilisées à l'émission. Nous pouvons constater que l'estimation est parfaite.

Finalement, il ne reste qu'à démoduler à l'aide de ces deux séquences le signal reçu, afin d'obtenir les deux signaux informatifs transmis, comme dans le cas coopératif.

## V. CONCLUSION

Dans cet article, nous avons proposé une méthode permettant de réaliser une synchronisation aveugle en contexte CDMA non coopératif, puis d'estimer les séquences d'étalement. Nous nous sommes situés dans le cas de la liaison descendante (utilisateurs synchrones)

Nous étudions actuellement le cas de la liaison montante (utilisateurs asynchrones). Le cas où les puissances reçues de

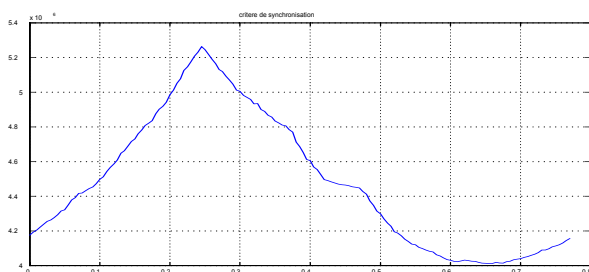


Fig. 3. Critère de resynchronisation

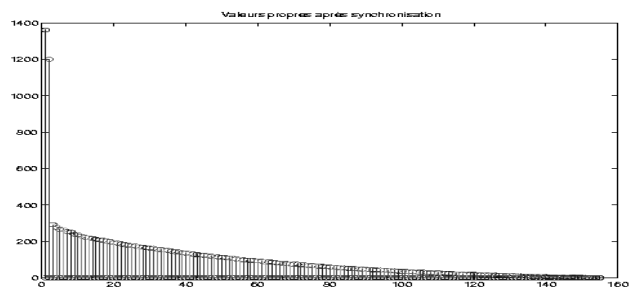


Fig. 4. Valeurs propres après synchronisation

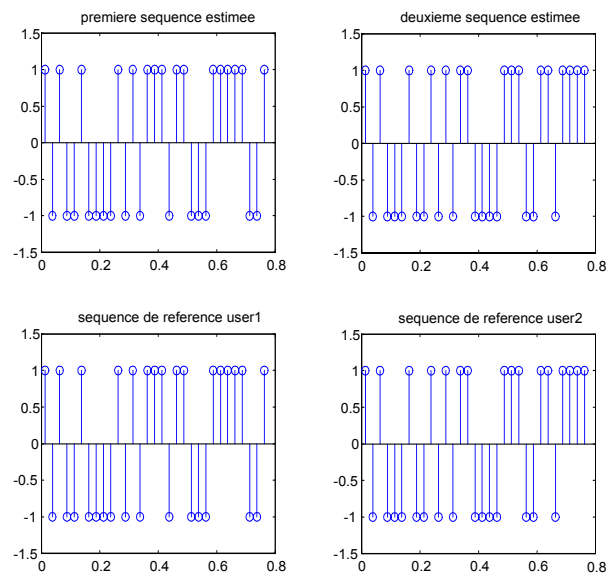


Fig. 5. Comparaison des séquences estimées avec les séquences de référence

la part des différents utilisateurs sont différentes est également un problème intéressant qui fera l'objet de travaux futurs.

## VI. REMERCIEMENTS

Ce travail a bénéficié de l'aide de la Région Bretagne.

## REFERENCES

- [1] 3GPP2 C.S0002-3.0, *Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems*, June 2001
- [2] C. Boudier, G. Burel, *Detection of direct spread spectrum transmissions without prior knowledge*, IEEE-GLOBECOM, Nov. 2001.
- [3] G. Burel, C. Boudier, *Blind estimation of the pseudo-random sequence of a direct sequence spread spectrum signal*, IEEE-MILCOM, Oct. 2000.
- [4] G. Burel, *Detection of spread spectrum transmission using fluctuations of correlation estimators*, IEEE-ISPACS, Nov. 2000.
- [5] J.S. Lee, L.E. Miller, *CDMA Systems Engineering Handbook*, Artech House Publishers, Boston, London, 1998, ISBN 0-89006-990-5
- [6] J.G. Proakis, *Digital Communications*, Third Edition, Mc Graw Hill Eds, 1995, ISBN 0-07-113814-5
- [7] D.V. Sarwate, M.B. Pursley, "Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 68, No. 5, May 1980, pp. 593- 619.
- [8] M.K. Tsatsanis, G.B. Giannakis, "Blind Estimation of Direct Sequence Spread Spectrum Signals in Multipath", *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. 45, No. 5, May 1997, pp. 1241- 1252.