

Nouvelle structure SIC itérative avec estimation conjointe du canal pour la liaison montante du système UMTS-FDD

Mahmoud AMMAR, Thierry CHONAVEL, Samir SAOUDI

Département Signal et Communications

Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne
Technopôle Brest Iroise, BP 832, 29285 BREST Cedex, FRANCE

mahmoud.ammar@enst-bretagne.fr, thierry.chonavel@enst-bretagne.fr.

Résumé – Nous présentons dans cet article une nouvelle structure itérative de récepteur multi-utilisateurs intégrant le traitement simultané du caractère asynchrone de la liaison montante du système radio-mobile UMTS-FDD et de l'estimation conjointe du canal de Rayleigh multi-trajets au moyen d'une approche de type SIC (Successive Interference Cancellation). Les performances obtenues par le récepteur proposé en terme de Taux d'Erreur Binaire sont proches de celles d'un système fonctionnant avec un seul utilisateur. Les résultats montrent en particulier que cette structure est robuste vis-à-vis de l'erreur d'estimation du canal.

Abstract – In this paper a new multi-stage Successive Interference Cancellation (SIC) structure and a scheme for joint impulse response estimation are proposed for the uplink UMTS-FDD mode. In contrast to a conventional scheme utilizing only pilot channel for channel estimation, the proposed scheme exploits channel information in both pilot and data traffic channels. This scheme is used in an Interference Cancellation (IC) scheme to provide a joint channel estimation for all users and to minimise channel estimate mean square error. The proposed schemes are found to improve significantly channel estimation accuracy and BER performance through simulations.

1 Introduction

Dans le système UMTS-FDD [1], le récepteur de station de base utilise une détection cohérente, donc les paramètres du canal de chaque utilisateur (gains, phases, retards) doivent être estimés. Pour réussir cette estimation dans un contexte multi-utilisateurs et multi-canaux, on transmet un canal pilote pour chaque utilisateur.

Dans cet article, nous proposons un nouveau schéma de suppression d'interférences et d'estimation conjointe des canaux. Une structure de détecteur de type SIC [2] a été retenue du fait de sa faible complexité et de la souplesse de son implémentation pratique. Les cellules du détecteur SIC ont été adaptées afin de pouvoir exploiter la diversité de signaux propagés sur des canaux à trajets multiples. Le schéma proposé ici diffère de celui d'un détecteur SIC classique par la nature des cellules ICU (Interference Cancellation Unit) mises en oeuvre (figure 2) [3][8].

L'estimation des canaux à trajets multiples proposée ici utilise simultanément les canaux pilotes et les canaux du trafic. Pour minimiser l'effet de l'Interférence d'Accès Multiple (IAM), on réalise une estimation conjointe des paramètres des canaux de tous les utilisateurs, en incorporant l'estimateur conventionnel, dans [5] et [6], dans une structure d'annulation d'interférence de type SIC et PIC.

2 Modèle du Système

Dans la liaison montante du système UMTS-FDD, la voie I de trafic et la voie Q de pilotes du $k^{\text{ème}}$ utilisateur sont étalées respectivement par deux codes de Walsh $s_{[I]k}^{(w)}$

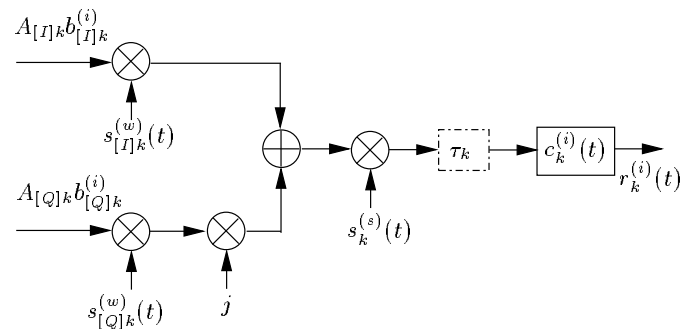


FIG. 1: Schéma de modulation et étalement du $k^{\text{ème}}$ utilisateur de la liaison montante du système UMTS-FDD.

et $s_{[Q]k}^{(w)}$ différents. Le signal résultant est multiplié par un code de brouillage à valeurs complexes, noté $s_k^{(s)}(t)$, qui est la signature associée à la $k^{\text{ème}}$ station mobile (Fig. 1).

Pendant la durée du $i^{\text{ème}}$ symbole, $t \in [iT_b, (i+1)T_b]$, (T_b est la durée d'un symbole), l'utilisateur $k \in \{1, 2, \dots, K\}$ transmet le signal suivant :

$$\begin{pmatrix} A_{[I]k} b_{[I]k}^{(i)} s_{[I]k}^{(w)}(t - iT_b - \tau_k) \\ + j A_{[Q]k} b_{[Q]k}^{(i)} s_{[Q]k}^{(w)}(t - iT_b - \tau_k) \end{pmatrix} s_k^{(s)}(t - \tau_k), \quad (1)$$

où $b_{[I]k}^{(i)} \in \{-1, 1\}$ et $b_{[Q]k}^{(i)} = 1$ sont respectivement les symboles de données et de pilotes, $A_{[I]k}$ et $A_{[Q]k}$ sont respectivement les amplitudes de la voie I et Q de l'utilisateur k (supposées constantes au cours de transmission) et $\tau_k \in [0, T_b]$ est le retard temporel du $k^{\text{ème}}$ utilisateur. Le produit, sur l'intervalle de temps $t \in [iT_b, (i+1)T_b]$, de deux séquences d'étalement de Walsh et de la séquence de brouillage donne deux séquences complexes pseudo-

aléatoires, notées $s_{[I]k}^{(i)}(t)$ et $s_{[Q]k}^{(i)}(t)$. La signature globale à valeurs complexes associée à la voie I est donc

$$s_{[I]k}^{(i)}(t) = \sum_{n=0}^{N_c-1} s_{[I]k,n}^{(w)} s_{k,n+iN_c}^{(s)} p(t - (n + iN_c)T_c), \quad (2)$$

avec $s_{[I]k,n}^{(w)} \in \{\pm 1/\sqrt{N_c}\}$ est le $n^{\text{ème}}$ chip de la séquence de Walsh, $s_{k,n+iN_c}^{(s)} = (\pm 1 \pm j)/\sqrt{2}$ est le $(n + iN_c)^{\text{ème}}$ chip complexe dans la séquence de brouillage, T_c la durée d'un chip, $N_c = T_b/T_c$ le facteur d'étalement, et $p(t)$ la forme d'onde du chip. Pour la voie Q la séquence globale d'étalement $s_{[Q]k}^{(i)}$ est définie de la même manière.

On suppose que le canal du $k^{\text{ème}}$ utilisateur possède une réponse impulsionnelle $c_k^{(i)}(t)$ de la forme :

$$c_k^{(i)}(t) = \sum_{l=1}^L c_{k,l}^{(i)} \delta(t - \tau_{k,l}^{(i)}), \quad (3)$$

où L est le nombre de trajets du canal et $\tau_{k,l}^{(i)} \leq T_{max}$ est le retard relatif au trajet l et T_{max} est l'étalement temporel maximal du canal. La simulation de la réponse impulsionnelle du canal est basée sur le modèle de Clarke [4] qui tient compte de l'évanouissement de Rayleigh et de l'étalement fréquentiel du au Doppler.

Le signal reçu par la station de base, en provenance du $k^{\text{ème}}$ utilisateur, est le produit de convolution du signal transmis (1) par la réponse impulsionnelle du canal (3).

$$r_k^{(i)}(t) = \sum_{l=1}^L \left(\begin{array}{l} A_{[I]k} b_{[I]k}^{(i)} s_{[I]k}^{(i)}(t - iT_b - t_{k,l}^{(i)}) \\ + j A_{[Q]k} b_{[Q]k}^{(i)} s_{[Q]k}^{(i)}(t - iT_b - t_{k,l}^{(i)}) \end{array} \right) c_{k,l}^{(i)}, \quad (4)$$

où $t_{k,l}^{(i)} = \tau_k + \tau_{k,l}^{(i)}$ est le retard total du $l^{\text{ème}}$ trajet du $k^{\text{ème}}$ utilisateur.

Le signal total reçu peut être écrit sous la forme suivante :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N_b-1} \sum_{k=1}^K r_k^{(i)}(t) + z(t), \quad (5)$$

où $z(t)$ est un bruit blanc gaussien à valeurs complexes de moyenne nulle et de variance σ^2 et N_b le nombre de symboles transmis par chaque utilisateur.

La structure globale de suppression d'interférence que nous considérons est décrite dans [3], puis adaptée au contexte du système UMTS dans [8]. Le schéma proposé ici diffère de celui d'un détecteur SIC classique par la nature des cellules ICU mises en œuvre (figure 2). Dans la cellule de l'utilisateur k à l'étage m , on extrait de l'erreur résiduelle $e_{m,k}$ la contribution relative au $k^{\text{ème}}$ utilisateur pour le bit de donnée traité ainsi que celles des bits adjacents. Notons que la structure proposée est très souple puisque la suppression d'interférences relative à un utilisateur donné est entièrement localisée dans la cellule qui lui correspond. Nous avons baptisé cette structure de détecteur SIC/RAKE, car elle incorpore un détecteur RAKE mono-utilisateur dans chaque cellule du détecteur SIC.

3 Estimation du canal

Pour améliorer les performances de l'estimation conventionnelle dans [5] et [6], on utilise une estimation conjointe

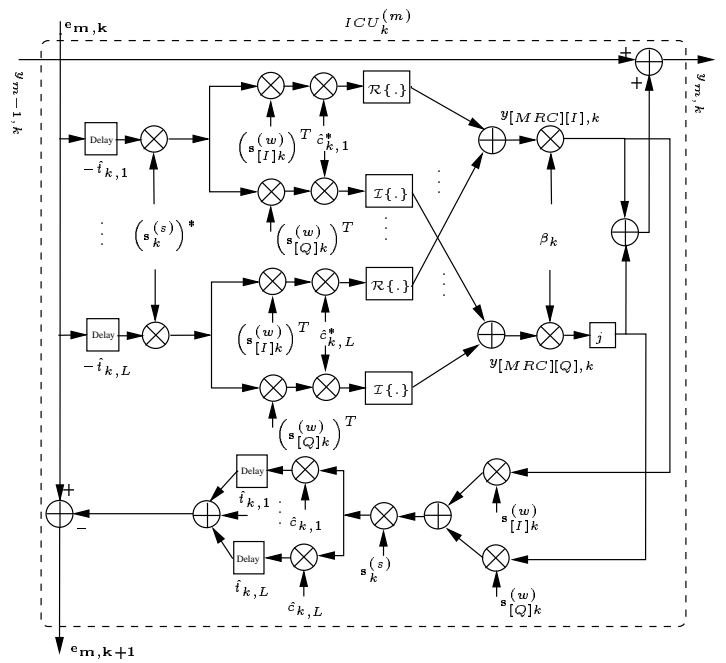


FIG. 2: Cellule de suppression d'interférence (ICU) pour l'utilisateur k à l'étage m .

de tous les canaux. Nous améliorons ici cette approche grâce aux techniques de suppression d'interférences. On utilisera un étage mettant en œuvre une suppression successive d'IAM (SIC) suivi par un ou plusieurs étages de suppression parallèle d'IAM (PIC : Parallel Interference Cancellation). La structure des cellules SIC (ICU) est indiquée sur la figure 3 et comporte deux étapes. La première étape consiste à estimer les retards temporels $\tau_{k,l}$ en distinguant les L trajets les plus puissants parmi tous les trajets possibles retardés de $\tau = 0$ jusqu'à $\tau = T_{max}$ en se basant seulement sur les canaux des pilotes. La deuxième étape consiste à utiliser simultanément les canaux pilotes et de trafic pour estimer les coefficients complexes $c_{k,l}^{(i)}$ de l'utilisateur k . De cette façon, on a réalisé une estimation pré-

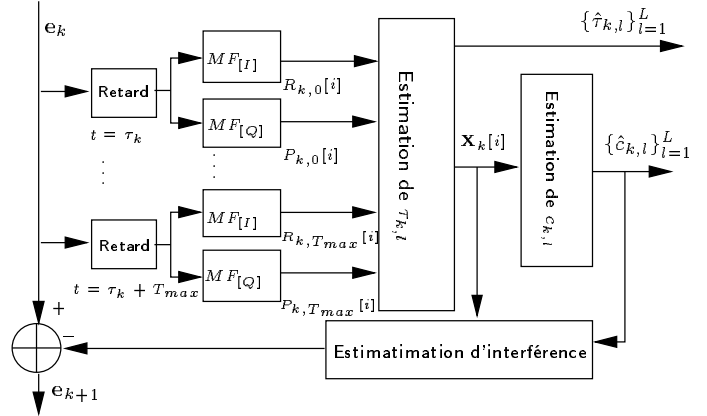


FIG. 3: Cellule d'estimation et de suppression d'interférence (ICU) pour l'utilisateur k .

liminaire des $c_{k,l}^{(i)}$, où les canaux des utilisateurs traités au début ne sont pas correctement estimés. Pour un utilisateur donné, on peut améliorer l'estimation en utilisant les valeurs estimées dans le SIC dans une structure de sous-

traction parallèle d'interférences (PIC) par suppression du signal reçu les contributions estimées de tous les autres utilisateurs, le signal résultant sera traité, par la suite, par l'algorithme d'estimation. Ce processus peut être répété plusieurs fois pour obtenir une structure à plusieurs étages PIC [9]. L'estimation des interférences est améliorée d'un étage à un autre, ce qui conduit à une amélioration au niveau d'estimation des canaux.

Dans l'ICU du $k^{\text{ème}}$ utilisateur (figure 3), on définit, pour tout les retards possibles $\tau \in \{0, 1, 2, \dots, T_{max}\}$, l'erreur résiduelle retardée : $y_{k,\tau}[n] = e_k(n - \tau_k - \tau)$. Le filtrage adapté aux signatures (désétalement) de la voie de trafic et de la voie de pilote donne :

$$R_{k,\tau}[i] = \sum_{n=0}^{N_c-1} y_{k,\tau}[iN_c + n] (s_{[I]k}^{(i)}[n])^*, \quad (6)$$

$$P_{k,\tau}[i] = \sum_{n=0}^{N_c-1} y_{k,\tau}[iN_c + n] (s_{[Q]k}^{(i)}[n])^*, \quad (7)$$

où * designe la valeur complexe conjuguée.

3.1 Estimation des retards $\tau_{k,l}$

On peut écrire $P_{k,\tau}[i]$ sous la forme

$$P_{k,\tau}[i] = c_{k,\tau}^{(i)} A_{[Q]k} b_{[Q]k}^{(i)} + I_{[Q]k}[i], \quad (8)$$

où $b_{[Q]k}^{(i)} = 1$ est le $i^{\text{ème}}$ symbole de pilote et $I_{[Q]k}[i]$ est l'interférence considérée comme un bruit complexe blanc gaussien de moyenne nulle. En faisant le module de la moyenne de $P_{k,\tau}[i]$ sur les M symboles de pilotes (où le canal est supposé constant), on réduit l'effet de l'interférence.

$$\bar{P}_{k,\tau}[i] = \frac{1}{M} \left| \sum_{i=0}^{M-1} P_{k,\tau}[i] \right|. \quad (9)$$

On peut considérer que les retards τ des L premières valeurs maximales de $\bar{P}_{k,\tau}[i]$ correspondent bien aux L trajets effectivement reçus. Cette supposition n'est vraie que si l'interférence est suffisamment moyennée ($M \gg 1$). On note $\hat{\tau}_{k,l}$ ($l = 1 \dots L$) les L valeurs de τ ainsi sélectionnées. Dans toute la suite, on notera $R_{k,l}[i] = R_{k,\hat{\tau}_{k,l}}[i]$ et $P_{k,l}[i] = P_{k,\hat{\tau}_{k,l}}[i]$.

3.2 Estimation des gains complexes $c_{k,l}$

On utilise ici simultanément la voie du trafic et la voie de pilotes dans une approche récursive sur le bloc d'information de taille M où le canal est supposé constant. Dans chaque cellule de la structure SIC on applique l'algorithme d'estimation suivant :

En utilisant l'équation (5), on peut écrire (6) et (7) comme suit :

$$R_{k,l}[i] = c_{k,l}^{(i)} A_{[I]k} b_{[I]k}^{(i)} + I_{[I]k}[i], \quad (10)$$

$$P_{k,l}[i] = c_{k,l}^{(i)} A_{[Q]k} b_{[Q]k}^{(i)} + I_{[Q]k}[i], \quad (11)$$

où $I_{[I]k}[i]$ et $I_{[Q]k}[i]$ sont les composantes d'interférence plus bruit.

A l'aide de $\{R_{k,l}[i], P_{k,l}[i]\}$, on peut construire le vecteur observation :

$$\mathbf{X}_k[i] = \begin{bmatrix} R_{k,1}[i] & P_{k,1}[i] & R_{k,2}[i] & P_{k,2}[i] \\ \dots & R_{k,L}[i] & P_{k,L}[i] \end{bmatrix}^T. \quad (12)$$

On suppose que $I_{[I]k}[i]$ et $I_{[Q]k}[i]$ sont deux séquences décorrélatées et gaussiennes (cette supposition est valable pour K grand). Alors, en supposant que le canal reste sensiblement constant ($c_{k,l}^{(i)} = c_{k,l}$) durant M symboles, la fonction de densité de probabilité conditionnelle de $X_k[i]$ sachant $b_{[I]k}^{(i)}$ et $c_{k,l}$ est donnée par :

$$f_{k,l}(\mathbf{X}_k[i] | b_{[I]k}^{(i)}; c_{k,l}) \propto \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_I^2} (\mathbf{X}_k[i] - \mathbf{u}_k[i])^H (\mathbf{X}_k[i] - \mathbf{u}_k[i])\right). \quad (13)$$

On note H le transposé conjugué, σ_I^2 est la variance de $I_{[I]k}[i]$ (ou $I_{[Q]k}[i]$), et le vecteur $\mathbf{u}_k[i]$ est défini par :

$$\mathbf{u}_k[i] = \begin{bmatrix} c_{k,1} [A_{[I]k} b_{[I]k}^{(i)} & A_{[Q]k} b_{[Q]k}^{(i)}] \\ \dots & c_{k,L} [A_{[I]k} b_{[I]k}^{(i)} & A_{[Q]k} b_{[Q]k}^{(i)}] \end{bmatrix}^T. \quad (14)$$

La fonction de vraisemblance logarithmique de l'équation (13) peut être écrite :

$$h_{k,l}(\mathbf{X}_k[i] | b_{[I]k}^{(i)}; c_{k,l}) = (\mathbf{X}_k[i] - \mathbf{u}_k[i])^H (\mathbf{X}_k[i] - \mathbf{u}_k[i]). \quad (15)$$

Puisque l'observation $X_k[i]$ contient explicitement des informations sur les paramètres du canal, il n'est pas nécessaire d'appliquer des méthodes d'estimation aveugle, qui nécessitent une grande complexité calculatoire, pour ce genre de problème. En utilisant une formulation récursive sur le paquet de données, l'estimation du canal peut être faite avec une complexité calculatoire modérée. On considère la fonction de coût :

$$V_{k,l}[i] = \sum_{n=0}^i \lambda^n h_{k,l}(\mathbf{X}_k[i-n] | b_{[I]k}^{(i-n)}; c_{k,l}), \quad (16)$$

où λ est un facteur d'oubli. Si le canal est constant et $\lambda = 1$, on peut voir la fonction coût comme le logarithme de la vraisemblance de l'observation $\{\mathbf{X}_k,l[n]\}_{n=0}^i$ sachant la séquence $\{b_{[I]k}^{(n)}\}_{n=0}^i$ et $c_{k,l}$. En observant toute la séquence de M symboles, on peut trouver une estimation $\hat{c}_{k,l}$ de $c_{k,l}$:

$$\{\hat{\mathbf{b}}_k, \hat{c}_{k,l}\} = \arg \min_{\{\mathbf{b}_k, c_{k,l}\}} V_{k,l}[M-1] \quad (17)$$

où $\mathbf{b}_k = [b_{[I]k}^{(0)} b_{[I]k}^{(1)} \dots b_{[I]k}^{(M-1)}]$ et $\hat{\mathbf{b}}_k$ est la séquence détectée. Puisque $b_{[I]k}^{(i)} \in \{-1, 1\}$, il existe seulement deux états possibles de $b_{[I]k}^{(i)}$, on peut facilement minimiser la fonction coût sur \mathbf{b}_k en utilisant la formulation récursive [7]:

$$V_{k,l}[i] = \lambda V_{k,l}[i-1] + h_{k,l}(\mathbf{X}_k[i] | b_{[I]k}^{(i)}; \hat{c}_{k,l}[i]) \quad (18)$$

Connaissant le symbole $b_{[I]k}^{(i)}$, le paramètre du canal estimé jusqu'à l'itération i est donné par :

$$\hat{c}_{k,l}[i] = \arg \min_{c_{k,l}} V_{k,l}[i] \quad (19)$$

Sachant que la fonction coût dans (17) est quadratique, en utilisant (18) et d'après [7], on a :

$$\hat{c}_{k,l}[i] = \lambda \hat{c}_{k,l}[i-1] + (1-\lambda) \frac{z_{k,l}[i]}{A_{[I]k}^2 A_{[Q]k}^2}, \quad (20)$$

$$z_{k,l}[i] = A_{[I]k} b_{[I]k}^{(i)} R_{k,l}[i] + j A_{[Q]k} b_{[Q]k}^{(i)} P_{k,l}[i]. \quad (21)$$

Pour chaque symbole $b_{[I]k}^{(i)}$ dans la séquence de taille M , on calcule deux valeurs de $z_{k,l}[i]$, une est engendrée par $b_{[I]k}^{(i)} = -1$ et l'autre par $b_{[I]k}^{(i)} = 1$, ce qui donne deux valeurs de $\hat{c}_{k,l}[i]$. En utilisant l'équation (18) et les deux valeurs de $\hat{c}_{k,l}[i]$, on peut calculer deux valeurs de $V_{k,l}[i]$. Enfin, on utilise l'équation (19) pour trouver le coefficient complexe du $l^{\text{ème}}$ trajet du $k^{\text{ème}}$ utilisateur.

4 Résultats des simulations

Dans les simulations, on a considéré une liaison montante UMTS-FDD avec $K = 10$ utilisateurs et un gain d'étalement $N_c = 32$. Les canaux simulés sont des canaux de Rayleigh à $L = 3$ trajets de même puissance et un étalement temporel maximal $T_{max} = 13T_c$. La fréquence Doppler maximale est de 100Hz, soit, pour une fréquence de porteuse de 2GHz, une vitesse de mobile de 54km/h. On suppose que les paramètres du canal ne varient pas pendant la durée MT_b du signal pilote.

Dans la figure 4-(a), on montre l'influence du M sur l'estimation du canal ainsi que le nombre des étages de la structure PIC. Il apparaît qu'aucune amélioration significative de l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM) n'est constatée au delà de $M = 15$ et que deux étages PIC sont suffisants pour la convergence de l'EQM. La figure 4-(b) montre l'influence du facteur d'oubli λ sur l'EQM, on constate que la valeur convenable pour $M = 15$ est $\lambda = 0.92$. L'EQM est la moyenne sur 1000 exécutions de l'algorithme d'estimation de l'Erreur Quadratique d'estimation (EQ) définie par :

$$EQ_k = \sum_{l=1}^{L} |\hat{c}_{k,l} - c_{k,l}|^2.$$

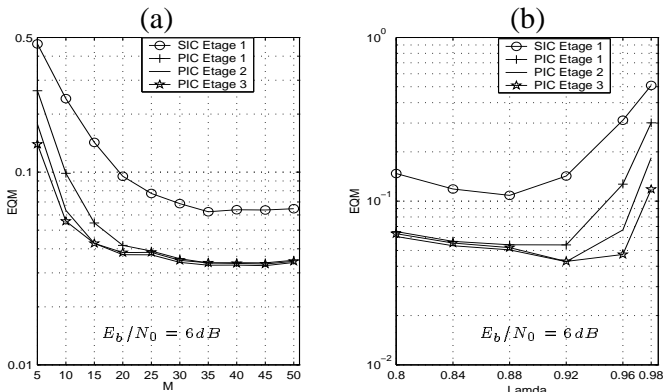


FIG. 4: -(a) EQM en fonction de M pour $\lambda = 0.92$, -(b) EQM en fonction de λ pour $M = 15$.

Sur la figure 5, on étudie l'influence du nombre d'itérations dans la structure SIC/RAKE ainsi que l'effet de l'estimation du canal sur le détecteur multi-utilisateurs.

L'utilisation d'un récepteur SIC/RAKE avec connaissance parfaite du canal conduit à des performances proches de celles obtenues pour un récepteur RAKE en présence d'un utilisateur unique, i.e. sans IAM (fig. 5 courbes '- -'), on observe une perte de seulement 1.2dB liée à l'estimation du canal pour un $TEB = 2.10^{-3}$, ce qui est acceptable pour une détection cohérente (fig. 5 courbes '-').

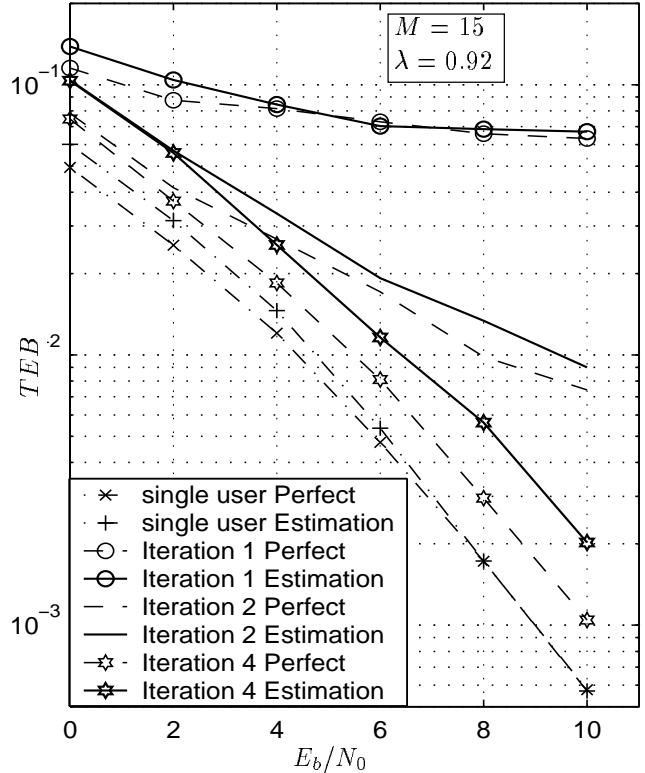


FIG. 5: Performances du détecteur SIC/RAKE .

Références

- [1] 3GPP TSG. RAN. WG1. Spreading and modulation (FDD). Technical report, 3GPP, TS 25.213 v2.3.0, 1999-9.
- [2] L.K. Rasmussen, T.J. Lim, and A.L. Johanson. A matrix-algebraic approach to successive interference cancellation in CDMA. *IEEE Trans. on Comm.*, 48(1):145-151, January 2000.
- [3] M. Ammar, T. Chonavel and S. Saoudi. Asynchronous multi-stage SIC detector for DS-CDMA systems over multipath fading channels. In *Third IEEE SPAWC*, Taiwan, March 2001.
- [4] Vipin Sali. Simulation of Rayleigh fading Clarke's model using spectrum shaping. Technical report, Winlab, 1998.
- [5] J. Choi. Multipath CDMA channel estimation by jointly utilizing pilot and traffic channels. In *IEE Proceedings Comm.*, vol. 146, pages 312-318, October 1999.
- [6] H. Ron, W. Hongyu, H. Aiping and G. Weikang. Study on channel estimation parameters of WCDMA. In *Comm. Technology Proceedings*, vol. 1, pages 729-732, 2000.
- [7] D.P. Bertsekas. *Dynamic programming: deterministic and stochastic models*. Prentice Hall Inc, 1987.
- [8] M. Ammar, T. Chonavel and S. Saoudi. Multi-stage SIC structure for uplink UMTS multiuser receiver over multipath rayleigh channels. In *EEE Vehicular Technology Conf., VTC'01-Spring*, Rhodes, Greece, May 2001.
- [9] G. Xue, J. Weng, T. Le-Ngoc and S. Tahar. Adaptive multistage parallel interference cancellation for CDMA. *IEEE Journal on Selected Areas in Comm.*, 17: pp 1815-27, October 1999.