

# Méthode hybride de suppression d'interférence basée sur l'estimation par paquet des codes inconnus appliquée au HSDPA multicode

Ahmed SAADANI, Jean-Marie CHAUFRAY

France Telecom Division R&D  
38-40 rue du Général Leclerc, 92794 Issy les Moulineaux Cedex 9-France  
ahmed.saadani, jeanmarie.chaufray@rd.francetelecom.com

**Résumé** – Cet article traite la suppression des interférences causées par l'utilisation des multicodes du HSDPA et ceux des autres utilisateurs lorsque le canal est sélectif en fréquence. La taille fixe des codes d'étalement pour tout les utilisateurs HSDPA rend réalisable l'estimation des codes inconnus au récepteur. Un récepteur hybride SIC/PIC utilisant deux étapes différentes d'annulation souple d'interférence est proposé.

**Abstract** – This paper deals with the cancellation of the interference caused by the HSDPA multicode and multiuser access on a frequency selective channel. Since HSDPA spreading codes are constant on one frame, the unknown codes can be estimated. An hybrid PIC/SIC receiver using two different soft interference cancellation methods is proposed.

## 1 Introduction

La norme HSDPA (High Speed Data Packet Access [1]) est une évolution de la norme UMTS, compatible avec cette dernière, et destinée à améliorer les transmissions en mode paquet. Elle permet d'atteindre des débits instantanés allant jusqu'à 10 MBps en liaison descendante. Ceci est rendu possible par l'utilisation sur le canal physique HS-DSCH (High Speed Downlink Shared Channel) des modulations QPSK et 16-QAM, d'un faible facteur d'étalement égal à 16 et par l'allocation de plusieurs codes à un seul utilisateur [2][3].

Le passage du signal transmis dans un canal à trajets multiples entraîne une perte d'orthogonalité entre les codes à la réception. Cette perte se manifeste à la sortie d'un récepteur en râteau (Rake) par la présence d'interférences entre les symboles, les codes et les trajets. La puissance de ces interférences n'est pas négligeable et elle peut affecter significativement les performances du système. En effet, la modulation 16-QAM est très sensible aux interférences, lesquelles sont d'autant plus importantes que le nombre de codes utilisés est élevé.

Afin d'éliminer ces interférences, deux principales approches existent dans la littérature. Une approche linéaire basée sur une égalisation linéaire du canal (ZF, LMMSE) [4] avant le désétalement : l'orthogonalité est partiellement rétablie à la sortie de l'égaliseur. La deuxième approche est non linéaire et est basée sur l'annulation d'interférences (Interference Cancellation notée IC) [5]. Selon cette approche, l'interférence est reconstruite à partir de la sortie du récepteur RAKE puis soustraite du signal reçu. Le signal résultant est ensuite désétalé. Cette procédure peut être répétée plusieurs fois de suite (on parle alors d'étages successifs). Nous pouvons distinguer trois méthodes de

suppressions. La première est la suppression parallèle des interférences (Parallel IC notée PIC) qui utilise tous les symboles des différents codes à l'entrée de l'étage pour estimer l'interférence de tous les codes puis la supprimer. La deuxième est la suppression en série des interférences (Serial IC notée SIC) qui consiste à supprimer d'abord l'interférence d'un code, puis à ré estimer le symbole étalé par ce code. Ce dernier est utilisé pour l'estimation de l'interférence et la détection du symbole du code suivant. La suppression en série est plus performante en terme de convergence mais elle reste par contre plus complexe que le traitement en parallèle. La dernière méthode est celle qui combine les précédentes et s'appelle "hybride" [6][7].

Afin de mettre en oeuvre l'annulation d'interférence, le récepteur a besoin de savoir quels sont les codes utilisés par la station. Sur la liaison descendante, si toute la ressource est allouée à un seul utilisateur, cette information est disponible au récepteur ; en revanche, si des groupes de codes sont alloués à des utilisateurs différents, chaque récepteur ne connaît que ceux qui lui ont été affectés.

Cependant pour les faibles facteurs d'étalement, le nombre de codes susceptibles d'être utilisés est réduit, ce qui permet d'envisager au niveau du récepteur une détection des codes utilisés par la station, rendant possible la suppression de l'interférence de tous les codes. Dans [8][9][10] plusieurs méthodes ont été proposées pour la détection des codes inconnus. La méthode proposée par [8] est appliquée au HSDPA. Les codes sont détectés symbole par symbole, puis, une suppression en parallèle (PIC) des interférences des tous les codes (connus et estimés) est réalisée en utilisant la sortie souple de l'étage précédent. Dans [9], la détection des codes se base sur la transformée rapide de Walsh. Dans [10] une méthode d'estimation d'interférence des codes par famille suivie d'un SIC a été proposée.

Dans cet article nous considérons un récepteur basé sur une approche hybride de suppression des interférences. Le signal reçu traverse un banc de RAKE associés aux codes connus et inconnus. Les sorties sont injectées dans deux modules PIC connectés en série. Le premier exploite la connaissance de la modulation et les symboles des codes connus pour calculer leur interférence qui est ensuite pondérée en utilisant une approche LLR [11]. Puis il calcule l'interférence des codes détectés et la pondère d'une manière explicite. L'interférence globale est soustraite du signal reçu et seuls les symboles des codes connus sont estimés. Ensuite, la sortie du premier PIC et l'estimation des symboles des codes inconnus sont utilisées par le deuxième PIC afin de calculer puis de supprimer de la même manière l'interférence. Tous les symboles des codes inconnus sont estimés et seuls ceux des codes détectés sont considérés à l'étage suivant.

Cette structure a l'avantage d'utiliser cycliquement un groupe de symboles pour améliorer l'estimation d'un autre. La complexité du récepteur n'est pas beaucoup plus élevée que celle d'un PIC global sur tout les codes. Les performances de ces deux récepteurs sont comparées à celles d'un égaliseur linéaire LMMSE.

Cet article est organisé de la manière suivante. Nous présentons d'abord le système de transmission et de réception. Ensuite nous présentons la structure du récepteur proposé. Nous mettons l'accent sur la manière de soustraire les interférences selon que le code est connu ou bien détecté. Après nous présentons l'égaliseur LMMSE au niveau chip. Enfin nous comparons les performances de ce récepteur avec d'autres pour différents scénarios.

## 2 Modélisation du système

Nous considérons la liaison descendante d'un système HSDPA utilisant  $N$  codes d'étalement. Le signal émis associé au  $n^e$  code s'écrit :

$$d^{(n)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} s_i^{(n)} c^{(n)}(t - iT_s) Sr(t - iT_s) \quad (1)$$

où  $s_i^{(n)}$  sont les symboles transmis avec le  $n^e$  code d'étalement  $c^{(n)}(t)$ ,  $T_s$  est la durée d'un symbole et  $Sr(t)$  le code d'embrouillage (scrambling). Les symboles  $s_i^{(n)}$  sont ceux d'une modulation QPSK ou 16-QAM, selon le schéma de modulation et de codage choisi par la station de base pour l'utilisateur considéré. Ce signal traverse un canal à  $L$  trajets avant d'atteindre le récepteur, de sorte que le signal reçu s'écrit :

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l d^{(n)}(t - \tau_l) + w(t) \quad (2)$$

où  $h_l$  et  $\tau_l$  sont respectivement le coefficient d'atténuation et de déphasage et le retard associés au trajet  $l$ , et  $w(t)$  est un bruit blanc gaussien complexe circulaire.

Sur la liaison descendante, tous les utilisateurs sont synchronisés. L'émetteur utilise  $N$  codes choisis dans un ensemble de  $N_{max}$  codes orthogonaux. Parmi ces  $N$  codes,  $N_K$  sont attribués à l'utilisateur que nous considérons, les

$N_U = N - N_K$  codes restant étant alloués à d'autres utilisateurs. Au niveau du récepteur de l'utilisateur considéré, l'entrée du filtre adapté associé au  $m^e$  trajet s'écrit :

$$\begin{aligned} y_m = r(t + \tau_m) &= \sum_{n=0}^{N-1} h_m d^{(n)}(t) \\ &+ \sum_{n=0}^{N_K-1} \sum_{l=0, l \neq m}^{L-1} h_l d^{(n)}(t - \tau_l + \tau_m) \\ &+ \sum_{n=N_K}^{N_K+N_U-1} \sum_{l=0, l \neq m}^{L-1} h_l d^{(n)}(t - \tau_l + \tau_m) \\ &+ w(t + \tau_m) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} h_m d^{(n)}(t) + I_{K,m} + I_{U,m} \\ &+ w(t + \tau_m). \end{aligned} \quad (3)$$

Comme les codes d'étalement sont orthogonaux, le premier terme de cette expression ne contribue pas à l'interférence car tous les termes de la somme disparaissent lors du désétalement, à l'exception du symbole utile. Cependant, les deuxièmes et troisièmes termes (notés  $I_{K,m}$  et  $I_{U,m}$ ) contiennent les interférences causées par les codes connus (les autres codes alloués au même utilisateur) et les codes inconnus (alloués à d'autres utilisateurs). L'objectif de l'annulation d'interférence est de réduire la contribution de ces deux termes.

## 3 Structure du récepteur

### 3.1 Description générale

Le récepteur proposé effectue une annulation d'interférence en plusieurs étages. Sa structure est la suivante :

- Puisque certains codes ne sont pas connus du récepteur, le premier étage (numéro 0) consiste à effectuer un RAKE pour chacun des  $N_{max}$  codes possibles, de façon à obtenir le vecteur  $[\hat{s}_{i,0}^{(0)}, \dots, \hat{s}_{i,0}^{(N_{max}-1)}]$  où  $\hat{s}_{i,0}^{(n)}$  est une estimation du  $i^e$  symbole associé au  $n^e$  code à l'étage 0. Après avoir procédé à cette estimation sur l'ensemble de la trame, les codes inconnus sont détectés selon la méthode décrite à la section 3.2 et le vecteur  $\hat{S}_0 = [\hat{s}_{i,0}^{(0)}, \dots, \hat{s}_{i,0}^{(N_K+N_U-1)}]$  est envoyé vers l'étage suivant du récepteur,  $\hat{N}_U$  étant une estimation du nombre  $N_U$  de codes inconnus.
  - Les étages suivants sont composés de deux blocs PIC connectés en série et d'un détecteur de codes (figure 1). L'entrée  $\hat{S}_{j-1}$  est décomposée en deux vecteurs  $\hat{S}_{j-1,K} = [\hat{s}_{i,j-1}^{(0)}, \dots, \hat{s}_{i,j-1}^{(N_K-1)}]$  et  $\hat{S}_{j-1,U} = [\hat{s}_{i,j-1}^{(N_K)}, \dots, \hat{s}_{i,j-1}^{(N_K+\hat{N}_U-1)}]$  contenant respectivement les symboles estimés des codes connus et des codes détectés issus de l'étage précédent.
- Le premier PIC utilise  $\hat{S}_{j-1}$  pour annuler les interférences  $I_{K,m}, I_{U,m}$  à chaque entrée du filtre adapté (3). Ces interférences sont estimées de la manière suivante :

$$\hat{I}_{K,m} = \sum_{n=0}^{N_K-1} \sum_{l=0, l \neq m}^{L-1} h_l \tilde{d}^{(n)}(t - \tau_l + \tau_m), \quad (4)$$

et

$$\hat{I}_{U,m} = \sum_{n=N_K}^{N_K+\hat{N}_U-1} \sum_{l=0, l \neq m}^{L-1} h_l \tilde{d}^{(n)}(t - \tau_l + \tau_m). \quad (5)$$

où les signaux  $\tilde{d}^{(n)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \tilde{s}_i^{(n)} c(t - iT_s) S r(t - iT_s)$  sont construits à partir des symboles souples  $\tilde{s}_i^{(n)}$  estimés à partir des  $\hat{s}_i^{(n)}$  selon la méthode décrite aux sections 3.3 et 3.4.

Une fois que ces interférences sont estimées, elles sont soustraites du signal reçu de sorte que la  $m^e$  entrée du filtre adapté devient :

$$y_{m,j} = r(t + \tau_m) - \hat{I}_{K,m} - \hat{I}_{U,m}. \quad (6)$$

Seuls les symboles  $\hat{S}_{j,K}$  sont récupérés en sortie de ce PIC.

Le second PIC exploite à la fois les sorties du bloc PIC précédent  $\hat{S}_{j,K}$  et les symboles d'entrée de l'étage  $\hat{S}_{j-1,U}$  pour évaluer l'interférence qui est ensuite retranchée, comme dans le premier PIC. Les symboles  $\hat{S}_{j,Umax}$  de tous les codes inconnus sont alors estimés. Ce vecteur de symboles est ensuite envoyé dans le bloc de détection des codes qui ne sélectionne que les symboles  $\hat{S}_{j,U}$  des codes détectés. Finalement, les symboles  $\hat{S}_{j,K}$  et  $\hat{S}_{j,U}$  sont regroupés pour former la sortie  $\hat{S}_j$  de l'étage.

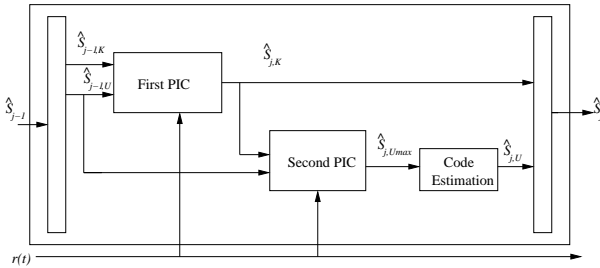


FIG. 1 – Le  $j^e$  étage du récepteur hybride

### 3.2 Détection des codes

La méthode de détection des codes consiste à calculer la puissance  $\hat{P}^{(n)}$  des symboles associés à chaque code inconnu. Puisque l'allocation de code n'est mise à jour qu'à chaque trame, l'estimation de la puissance est effectuée en moyennant l'énergie de tous les symboles de la trame (dont le nombre est noté  $N_f$ ). Un code est supposé utilisé et donc inclus dans (6) lorsque sa puissance dépasse un seuil donné  $\mathcal{P}$ . L'algorithme est donc le suivant :

$\hat{N}_U = 0$   
*pour*  $n = N_c \rightarrow N_{max} - 1$  *faire*  
 $\hat{P}^{(n)} = 1/N_f \sum_{i=0}^{N_f-1} |\hat{s}_{i,j}^{(n)}|^2$   
*Si*  $\hat{P}^{(n)} > \mathcal{P}$  *alors* le code  $c^{(n)}(t)$  est utilisé *et*  $\hat{N}_U = \hat{N}_U + 1$   
*sinon* les symboles associés à ce code ne sont pas pris en compte.

Bien entendu, la fiabilité de la détection des codes augmente avec le nombre d'étages. Le fait de ne pas détecter un code pourtant utilisé n'est pas critique : en effet, sa

puissance est alors suffisamment faible pour ne pas affecter significativement les performances du système.

### 3.3 Pondération des symboles des codes connus

A chaque étage  $j$ , les symboles estimés  $\hat{S}_{j,K}$  peuvent être utilisés dans le calcul de l'interférence (4). Cependant, lorsqu'ils ne sont pas fiables, des erreurs supplémentaires peuvent apparaître et se propager aux étages suivants. Afin de réduire l'impact de ce phénomène, un facteur de pondération est appliqué. Puisque la modulation utilisée est connue du récepteur, on peut utiliser une pondération naturelle basée sur une décision souple sur les bits d'information par le calcul du LLR (Log Likelihood Ratio, [4]) :

$$\Psi(b_i^{(n)}(q)) = \ln \frac{p(b_i^{(n)}(q) = +1/\hat{s}_{i,j}^{(n)})}{p(b_i^{(n)}(q) = -1/\hat{s}_{i,j}^{(n)})}, \quad (7)$$

où  $b_i^{(n)}(q)$  est le bit en position  $q$  dans le symbole  $s_i^{(n)}$ . Le bit souple  $\tilde{b}_i^{(n)}(q)$  est alors obtenu à partir de (7) par :

$$\tilde{b}_i^{(n)}(q) = \tanh(0.5 \times \Psi(b_i^{(n)}(q))). \quad (8)$$

Quand la valeur absolue du LLR d'un bit est proche de zéro, ce qui signifie que ce bit est peu fiable, le bit souple est également proche de zéro, ce qui réduit l'impact de sa contribution.

Le symbole souple pondéré  $\tilde{s}_i^{(n)} = \tilde{x}_i^{(n)} + j\tilde{z}_i^{(n)}$  est obtenu par conversion des bits souples

$$\begin{cases} \tilde{x}_i^{(n)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \tilde{b}_i^{(n)}(0) \\ \tilde{z}_i^{(n)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \tilde{b}_i^{(n)}(1) \end{cases} \quad (9)$$

dans le cas d'une modulation QPSK et

$$\begin{cases} \tilde{x}_i^{(n)} = \frac{1}{\sqrt{10}} \tilde{b}_i^{(n)}(0)(2 - \tilde{b}_i^{(n)}(1)) \\ \tilde{z}_i^{(n)} = \frac{1}{\sqrt{10}} \tilde{b}_i^{(n)}(2)(2 - \tilde{b}_i^{(n)}(3)), \end{cases} \quad (10)$$

dans le cas d'une modulation 16-QAM.

### 3.4 Pondération des symboles des codes détectés

Même lorsqu'un code inconnu est détecté, sa modulation reste inconnue et le calcul des LLR n'est pas possible. Pour éviter l'effet ping-pong [12] et la propagation d'erreurs, une pondération explicite est utilisée :

$$\hat{s}_i^{(n)} = \lambda \hat{s}_i^{(n)}, \quad (11)$$

où  $0 < \lambda < 1$ .

## 4 Egaliseur LMMSE

Il est intéressant de comparer le récepteur proposé avec l'égaliseur linéaire MMSE qui ne nécessite pas de détecter les codes inconnus. En effet, il égalise le canal avant désétalement.

Le signal reçu, échantillonné aux multiples du temps chip  $T_c$  peut s'écrire sous la forme d'un vecteur, de la manière suivante :

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{d} + \mathbf{w}, \quad (12)$$

où  $\mathbf{r} = [r_{k-F}, r_{k-F+1}, \dots, r_{k+F}]^T$ ,  $2F + 1$  est la taille du filtre LMMSE,  $\mathbf{d} = [d_{k-F-P+1}, d_{k-F-P}, \dots, d_{k+F}]^T$  contient les chips transmis,  $\mathbf{w} = [w_{k-F}, w_{k-F+1}, \dots, w_{k+F}]^T$  est le vecteur de bruit et  $\mathbf{H}$  est la matrice canal, de taille  $(2F + 1) \times (2F + P)$  donnée par :

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \tilde{h}_{P-1} & \tilde{h}_{P-2} & \dots & \tilde{h}_0 & & \mathbf{0} \\ & \tilde{h}_{P-1} & \tilde{h}_{P-2} & \dots & \tilde{h}_0 & \\ & & \ddots & & & \ddots \\ \mathbf{0} & & & \tilde{h}_{P-1} & \tilde{h}_{P-2} & \dots & \tilde{h}_0 \end{pmatrix}, \quad (13)$$

où  $P$  est la mémoire du canal et  $\tilde{h}_p$  sont les coefficients de la réponse impulsionnelle échantillonnée.

L'égaliseur LMMSE est le filtre  $\mathbf{v}_{LMMSE}$  qui minimise l'erreur quadratique moyenne entre sa sortie et le signal émis. Ainsi,

$$\mathbf{v}_{LMMSE} = \arg \min_{\mathbf{v}} E \|\mathbf{v}^H \mathbf{r} - d_k\|^2, \quad (14)$$

et la solution optimale est donnée par

$$\mathbf{v}_{LMMSE} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \mathbf{R}_w)^{-1} \mathbf{h}_{P+F} \quad (15)$$

où  $\mathbf{R}_w$  est la matrice d'autocorrélation du bruit et  $\mathbf{h}_{P+F}$  est la  $(P + F)^e$  colonne de  $\mathbf{H}$ .

Le signal reçu est filtré par  $\mathbf{v}_{LMMSE}$  afin de rétablir l'orthogonalité entre les codes des différents utilisateurs. Le signal de sortie est désembrouillé et désétalé afin d'obtenir une estimation des symboles  $s_i^{(n)}$  pour  $n = 0, \dots, N_K - 1$ .

## 5 Simulations

### 5.1 Scénarios de simulation

Le schéma de modulation et de codage (MCS) de l'utilisateur considéré est décrit dans le tableau 1. Il correspond au MCS 16 de [1]. Les autres utilisateurs HSDPA utilisent  $N_U = 5$  codes et leurs modulations ne sont pas connues. Trois niveaux de puissance sont distingués :

- Les  $N$  codes sont transmis avec la même puissance.
- La puissance de l'utilisateur considéré est le double de celle des autres.
- La puissance des codes inconnus est le double de celle de l'utilisateur considéré.

TAB. 1 – Paramètres de simulation

Paramètres	Valeurs
Chip rate	3.84Mcps
SF	16
$N_K$	5
$N_U$	5
Data Modulation	16 QAM
Frame Length	2ms
Channel estimation	Perfect
Channel Coding /Decoding	Turbo Coding (R=0.3714) /Max-Log-Map decoding (8 iterations)
Channel Model	Vehicular-A 3kmph
Number of received antenna	1

Pour chaque scénario, les performances des récepteurs suivants sont évaluées :

- le récepteur RAKE conventionnel,
- le récepteur PIC à deux étages annulant uniquement l'interférence des codes connus,
- le récepteur PIC à deux étages annulant simultanément l'interférence des codes connus et des codes détectés,
- le récepteur LMMSE avec 33 coefficients,
- le récepteur proposé avec deux étages,
- le récepteur PIC à deux étages annulant l'interférence des codes connus en l'absence des codes inconnus.

### 5.2 Résultats des simulations

Dans un premier temps, (figure 2), l'utilisateur considéré et les autres ont la même puissance. Tandis que le RAKE est inefficace, le récepteur PIC conventionnel (considérant uniquement les codes connus) atteint un taux de trames erronées de 1% à 24 dB. Puisque ce taux peut être atteint à 17 dB en l'absence d'interférences, il existe une importante marge d'amélioration pour les techniques basées sur la détection et l'annulation d'interférence des codes inconnus. Dans cette situation, le récepteur PIC appliqué simultanément à tous les codes a les mêmes performances que le récepteur LMMSE et atteint un taux de trames erronées de 1% à 20 dB, ce qui représente un gain de 4 dB par rapport au récepteur PIC conventionnel. Le récepteur hybride proposé permet de gagner 2 dB par rapport à ces deux récepteurs.

La figure 3 compare les performances des récepteurs lorsque

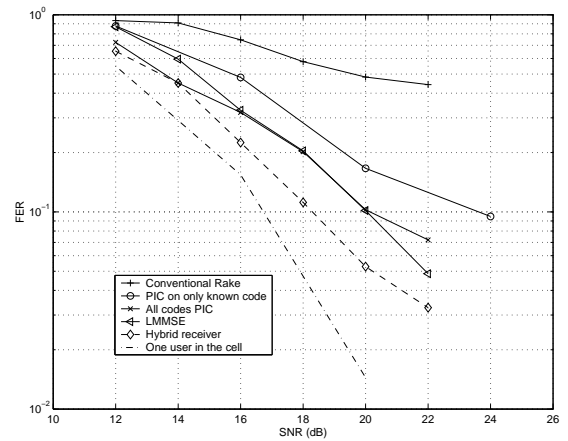


FIG. 2 – Performance des récepteurs : puissances du signal et des interférences équivalentes

la puissance de l'interférence des autres codes est le double de celle de la puissance de l'utilisateur considéré. Dans cette situation, ni le RAKE, ni le PIC conventionnel ne sont capables d'atteindre de bonnes performances. En effet, ils ne peuvent pas supprimer cette forte interférence provenant des autres utilisateurs. Les performances du récepteur PIC appliqué à tous les codes sont sérieusement dégradées par rapport au cas précédent, ce qui montre la limite d'une estimation parallèle des symboles de tous les codes : une erreur dans la détection d'un code ou dans l'estimation d'un symbole se répercute sur tous les étages suivants. Le récepteur LMMSE atteint un taux de trames erronées de 1% autour de 23 dB et le récepteur hybride

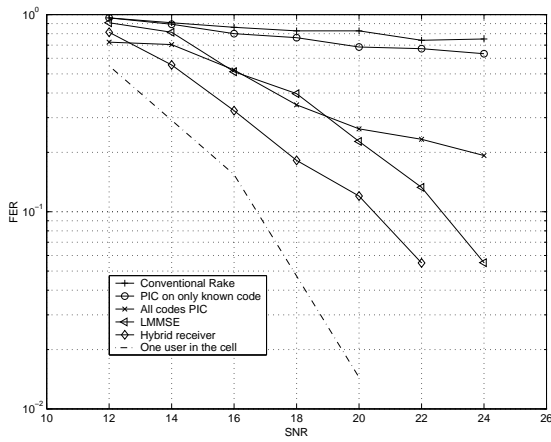


FIG. 3 – Performances des récepteurs : puissance du signal faible

proposé autour de 21 dB, ce qui correspond à un gain de 2 dB.

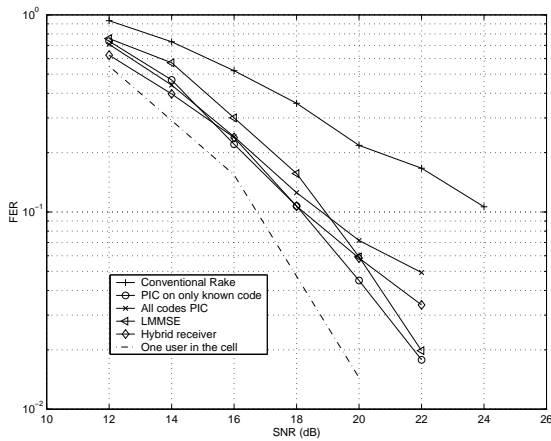


FIG. 4 – Performances des récepteurs : puissance du signal utile élevée

Sur la figure 4, les performances sont comparées lorsque la puissance de l'utilisateur considéré est deux fois plus importante que celle des interférences. Même le récepteur RAKE est capable d'atteindre un taux de trames erronées de 1%. Tous les autres récepteurs sont à peu près équivalents. Le PIC conventionnel est légèrement meilleur que le PIC sur tous les codes. Ceci peut s'expliquer par le fait que dans cette situation, le gain apporté par l'annulation de l'interférence des codes inconnus n'est pas significatif tandis que cette méthode est susceptible d'introduire des erreurs : il est donc parfois préférable d'ignorer les codes inconnus. Le récepteur hybride proposé fait preuve d'une plus grande robustesse vis à vis de ce phénomène puisque ses performances sont équivalentes à celles du PIC conventionnel.

## 6 Conclusion

Dans ce papier, nous avons présenté un nouveau schéma pour l'annulation d'interférences pour les transmissions HSDPA multi-utilisateurs. L'idée consiste à estimer les symboles des utilisateurs interférents afin de soustraire

leur contribution au signal reçu. Comme les codes d'étalement des autres utilisateurs ne sont pas connus, ce récepteur nécessite une étape de détection des codes inconnus. Ce schéma permet d'émettre simultanément vers plusieurs utilisateurs sur la liaison descendante, sans pour autant trop dégrader les performances individuelles de chaque utilisateur, augmentant ainsi la capacité de la cellule.

## Références

- [1] 3GPP TS 25.214 V5.6.0 : "Physical layer procedures (FDD)", release 5, 09/2003.
- [2] 3GPP TS 25.212 V5.2.0 : "Multiplexing and channel coding (FDD)".
- [3] 3GPP TS 25.213 V5.2.0 : "Spreading and modulation (FDD)".
- [4] T. P. Krauss, M. D. Zoltowski, G. leus, "Simple MMSE Equalizers for CDMA Downlink to Restore Chip Sequence Comparison to Zero-Forcing and Rake", Proc. IEEE ICASSP, Vol. 5, 5-9 June 2000.
- [5] Higuchi, K. Fujiwara, A. M. Sawahashi, "Multipath interference canceller for high-speed packet transmission with adaptive modulation and coding scheme in W-CDMA forward link," IEEE Journal JSAC, Vol. 20, Issue : 2, Feb. 2002, Pages :419 - 432.
- [6] R. Malik, V. K. Dubey, B.A McGuffin, "hybrid interference canceller for CDMA systems in Rayleigh fading channels" IEEE Proc. VTC 2001 Spring, Vol. 2, Pages :1523 - 1527.
- [7] A. W. Kay, W.A. Krzymieri, "A method of limiting the processing delay of the improved multi-stage variable group hybrid interference cancellation scheme for CDMA systems", IEEE Proc. VTC 1999 - Fall, Vol. 3, Sept. 1999 Pages :1648 - 1652.
- [8] J. Kwun, H. Tu, G. Park, D. Hong, C. Kang, "An MPI Mitigation Technique for High Order Data Modulations in the Presence of Intracell Interference," Proc. of IEEE ICCS, vol. 1, Nov. 2002.
- [9] M.F. Madkour, S. C. Gupta, Y.E. Wang, "A Novel Downlink Blind Interference Cancellation in A W-CDMA Mobile Communication System," IEEE, WCNC, Vol. 3 Sept. 1999.
- [10] W. Ha, J. Bae, J. Park, "Interference cancellation receiver using groupwise decorrelation for W-CDMA downlink," IEEE Proc. PIMRC, Vol.3, Sept. 2003.
- [11] N. Miki, S. Abeta, H. Atrashi, M. Sawahashi, "Multipath Interference Canceller Using Soft-decision Replica Combined with Hybrid ARQ in W-CDMA Forward Link," IEEE Proc. VTC 2001 Fall, Vol. 3, Oct. 2001.
- [12] L.K. Rasmussen, I.J Oppermann, "Ping-pong effects in linear parallel interference cancellation for CDMA," IEEE Trans. on Wireless Comm., Vol. 2, Issue : 2, March 2003 Pages :357 - 363.