

Amélioration des performances du RAKE par pré-filtrage adaptatif autodidacte pour la liaison descendante de l'UMTS-FDD

C. LAOT, E. HARDOUIN et J. LABAT

ENST Bretagne, BP 832, Technopôle de Brest Iroise, 29285 Brest Cédex, France

{christophe.laot,eric.hardouin,joel.labat}@enst-bretagne.fr

Résumé – Cet article présente un récepteur linéaire utilisant un égaliseur à réponse impulsionnelle infinie au niveau chip pour la liaison descendante de l'UMTS-FDD. Nous montrons que ce récepteur peut être réalisé en utilisant le principe du retournement temporel, des filtres récursifs adaptatifs autodidactes et un récepteur RAKE. Le récepteur ainsi constitué présente des performances supérieures à celles du récepteur RAKE pour un accroissement de complexité faible.

Abstract – This paper deals with a linear receiver using an infinite-length chip-level equalizer for the downlink UMTS-FDD. We show that the linear receiver can be realized from a time-reverse process, two recursive blind adaptive filters and a RAKE receiver. Performance of the proposed receiver is better than the RAKE receiver for a low extra complexity.

1. Introduction

La liaison descendante de l'UMTS-FDD (système radio mobile de 3^{ème} génération) utilise la technique d'accès multiples à répartition par codes. Les utilisateurs d'une même cellule possèdent des codes d'étalement orthogonaux et sont transmis de manière synchrone. Lorsque le canal de transmission est sélectif en fréquences, il apparaît de l'interférence entre chips et par conséquent une destruction de l'orthogonalité des codes des utilisateurs. Les récepteurs basés sur des techniques d'égalisation linéaire du canal au niveau chip permettent alors de combattre l'interférence entre chips due au canal et de rétablir au moins partiellement l'orthogonalité entre les utilisateurs. Ces récepteurs sont constitués d'un égaliseur linéaire réalisé au niveau chip suivi d'un filtre adapté au code d'étalement de l'utilisateur recherché [1-7] et présentent des performances supérieures ou égales à celles du classique RAKE. Cependant, pour réaliser ces récepteurs, il est généralement nécessaire de tronquer la réponse impulsionnelle de l'égaliseur ce qui peut engendrer une perte de performance. Dans ce papier, nous proposons une nouvelle structure de récepteur linéaire laquelle implémente un égaliseur à réponse impulsionnelle infinie au niveau chip. Nous montrons aussi que cette nouvelle structure revient à faire précéder le classique récepteur RAKE par deux filtres récursifs adaptatifs autodidactes.

2. Schéma de simulation

Pour la liaison descendante de l'UMTS, les données relatives à un utilisateur k sont émises sous forme d'une suite de symboles $a_k(nT_k)$ de variance σ_a^2 à la cadence $1/T_k$. À chaque utilisateur k de la station de base, on affecte une

amplitude A_k et un code d'étalement \mathbf{c}_k de F_k chips notés $c_k[pT_c]$ où F_k est le facteur d'étalement de l'utilisateur k et T_c la durée d'un chip, avec $T_k = F_k T_c$. Après étalement, les contributions des différents utilisateurs sont orthogonales et présentent un débit chips constant fixé à 3,84 Mchips/s. Les contributions des K utilisateurs sont sommées et multipliées par une séquence d'embrouillage dont le $p^{\text{ième}}$ élément est noté $s[pT_c]$. Le signal résultant forme une suite de chips multi-utilisateurs $d[pT_c]$ cadencés à $1/T_c$:

$$d[pT_c] = s[pT_c] \sum_{k=1}^K A_k a_k[pT_c] c_k[pT_c], \quad (1)$$

avec $a_k[pT_c] = a_k(nT_k)$ pour $pT_c \in [nT_k; (n+1)T_k]$.

Par le caractère pseudo aléatoire de la séquence d'embrouillage, la suite des chips multi-utilisateurs $d[pT_c]$ peut être modélisée par une source stationnaire, blanche, circulaire, de moyenne nulle et de variance σ_d^2 égale à

$$\sigma_d^2 = \sigma_a^2 \sum_{k=1}^K A_k^2 / F_k \quad (2)$$

Les symboles multi-utilisateurs sont transmis au travers d'un canal discret équivalent $H(z) = \sum_{l=0}^L h_l z^{-l}$ lequel comprend le filtre d'émission, le modulateur, le canal de transmission, le démodulateur et le filtre de réception. La sortie du canal est perturbée par un bruit blanc discret Gaussien $w[pT_c]$ de variance σ_w^2 . Ce bruit additif modélise l'interférence extra-cellulaire et le bruit thermique.

Le signal reçu au rythme chip a pour expression :

$$r[pT_c] = \sum_{l=0}^L h_l d[(p-l)T_c] + w[pT_c] \quad (3)$$

L'interférence entre chips provoquée par le canal détruit l'orthogonalité des codes d'étalement et l'utilisation comme récepteur d'un simple filtre adapté au code d'étalement de l'utilisateur désiré donne des performances médiocres. Ces performances peuvent être améliorées par l'utilisation d'un récepteur RAKE ou mieux encore par un égaliseur réalisé au niveau chip, suivi d'un filtre adapté au code d'étalement [1-7]. Ce dernier récepteur est représenté figure 1 et détecte l'utilisateur associé au code d'étalement m . La décision sur le symbole d'information de l'utilisateur m à la sortie du récepteur et à l'instant n est notée $\hat{a}_m(nT_m)$.

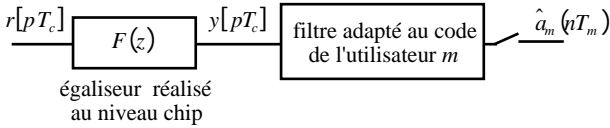


Fig.1 : récepteur linéaire pour l'UMTS-FDD

Dans le contexte de l'UMTS-FDD, la puissance du bruit inclut l'interférence extra-cellulaire et le bruit thermique, lequel n'est par conséquent jamais nul. Parce qu'un égaliseur utilisant le critère du forçage à zéro annule les interférences mais en contrepartie augmente le niveau de bruit, il est généralement plus intéressant d'utiliser un égaliseur minimisant l'erreur quadratique moyenne (MEQM) lequel fait un compromis entre la suppression de l'interférence et l'augmentation de la puissance de bruit [3][5][8]. Le critère EQM utilisé pour optimiser le filtre $F(z)$ de sortie $y[pT_c]$ est donné par :

$$\min_{F(z)} E\{|y[pT_c] - d[pT_c]\}^2 \quad (4)$$

L'égaliseur MEQM au niveau chip de réponse impulsionnelle infinie est donné par :

$$F(z) = \sigma_d^2 H^*(1/z^*) [H(z)H^*(1/z^*)\sigma_d^2 + \sigma_w^2]^{-1} \quad (5)$$

où le symbole * représente la notation complexe conjugué.

3. Réalisation de l'égaliseur MEQM

En pratique, l'égaliseur MEQM de réponse impulsionnelle infinie est généralement approximé par un filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF) réalisé au niveau chip [3][6][7]. Cependant, lorsque le nombre de coefficients du filtre (RIF) est insuffisant, il peut y avoir des pertes relativement importantes au niveau des performances. Dans cette section, nous montrons qu'il est possible d'implémenter l'égaliseur de réponse impulsionnelle infinie à l'aide de filtres récursifs. Le récepteur proposé, appelé P-RAKE, est alors réalisé par deux filtres récursifs suivi par un récepteur RAKE.

Afin de définir la structure du récepteur P-RAKE, nous introduisons la notion de factorisation spectrale. Il peut être montré qu'il existe une solution unique à la relation suivante

$$H(z)H^*(1/z^*)\sigma_d^2 + \sigma_w^2 = SG(z)G^*(1/z^*), \quad (6)$$

telle que $G(z) = 1 + \sum_{l=1}^L g_l z^{-l}$ soit un filtre à phase minimale et S une constante positive.

À partir de (5) et (6), la fonction de transfert $F(z)$ s'écrit :

$$F(z) = \frac{\sigma_d^2}{S} \frac{1}{G(z)} \frac{1}{G^*(1/z^*)} H^*(1/z^*) \quad (7)$$

Comme $G(z)$ est causal et à phase minimale (ses racines sont à l'intérieur du cercle unité), $1/G(z)$ peut être implémenté par un filtre récursif stable. Par contre $G^*(1/z^*)$ est anticausal et ses racines sont à l'extérieur du cercle unité, il est donc impossible d'implémenter directement $1/G^*(1/z^*)$ par un filtre récursif. Néanmoins, le filtrage d'une séquence d'entrée par $1/G^*(1/z^*)$ peut être décomposé en un retournement temporel, un filtrage récursif par $1/G(z)$ de la séquence retournée temporellement puis un nouveau retournement temporel de la séquence filtrée [10][11]. Par conséquent, l'égaliseur MEQM (5) peut être réalisé par la structure présentée figure 2, soit par deux filtres récursifs suivi par un filtre adapté au canal discret équivalent $H(z)$. Sur la figure 2, TR^* représente l'opération de retournement temporel laquelle prend une séquence de N chips en entrée et délivre une séquence retournée conjuguée à sa sortie.

Si nous prenons pour hypothèse que les différents trajets du canal de transmission sont espacés d'une durée chip, la concaténation d'un filtre adapté au canal discret équivalent avec un filtre adapté à la séquence d'étalement de l'utilisateur désiré est un RAKE [1]. Alors, la structure du récepteur linéaire MEQM pour la liaison descendante de l'UMTS-FDD peut être implémentée suivant le schéma de la figure 3 et peut être vue comme un pré-filtrage en amont du RAKE, d'où l'appellation P-RAKE.

On notera que si les retards entre les différents trajets du canal de transmission ne sont pas des multiples de la durée chip, le RAKE nécessite plusieurs échantillons par durée chip et les filtres récursifs doivent être cadencés à une cadence supérieure à $1/T_c$. Cette modification structurelle peut être réalisée à partir des résultats présentés dans [12].

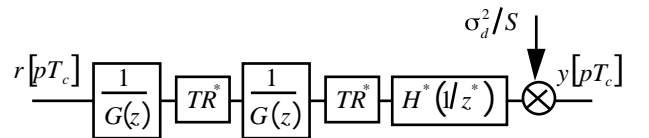


Fig 2. égaliseur MEQM réalisé au niveau chip

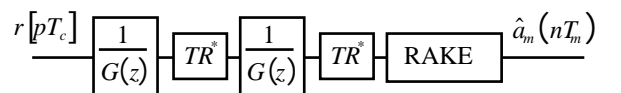


Fig 3. récepteur linéaire MEQM (P-RAKE)

4. Filtre récursif adaptatif autodidacte

Soit $e[pT_c]$ la sortie du filtre récursif représenté figure 4 :

$$e[pT_c] = r[pT_c] - \mathbf{G}^T \mathbf{E}_p \quad (8)$$

avec $\mathbf{G}^T = [g_1 \dots g_L]$, $\mathbf{E}_p^T = [e[(p-1)T_c] \dots e[(p-L)T_c]]$, où T correspond à la transposition.

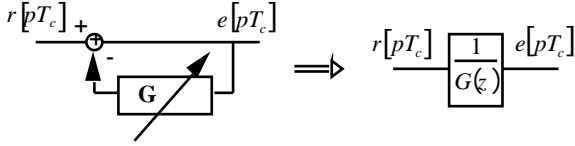


Fig 4. filtre récursif adaptatif autodidacte

On peut montrer que la densité spectrale de puissance en sortie du filtre $1/G(z)$ est constante [12][13]. Par conséquent, le filtre récursif $1/G(z)$ est l'unique filtre blanchisseur de son entrée $r[pT_c]$. Les coefficients du filtre $G(z)$ peuvent alors être obtenus par un critère autodidacte, c'est-à-dire ne nécessitant que la connaissance statistique de la source. Ce critère est donné par la relation suivante :

$$J(\mathbf{G}) = E\{|e[pT_c]|^2\} \quad (9)$$

Le vecteur \mathbf{G} est optimum lorsque la puissance de l'erreur de prédiction est minimum à la sortie du filtre récursif. Plusieurs algorithmes sont disponibles pour minimiser $J(\mathbf{G})$. Nous avons choisi de retenir l'algorithme du gradient stochastique pour sa simplicité. Cependant, le filtre est récursif et l'algorithme du gradient stochastique ne peut pas être calculé exactement mais la relation suivante donne un algorithme approché très efficace [14][15] :

$$\mathbf{G}_p = \mathbf{G}_{p-1} + \mu_G e[pT_c] \mathbf{E}_p \quad (10)$$

où μ_G est le pas d'adaptation et $\mathbf{G}_0 = [0 \dots 0]^T$.

Cette solution de faible complexité a souvent été remise en question [16][17] pour son risque d'instabilité ou de fausse convergence. Il est effectivement admis que si les zéros de $G(z)$ sont proches du cercle unité, si le pas d'adaptation est trop grand ou si le nombre de coefficients du filtre récursif est mal estimé, alors le filtre récursif adaptatif peut devenir instable ou converger vers un minimum local. Cependant, dans le contexte de l'UMTS-FDD, la puissance du bruit σ_w^2 n'est jamais égale à zéro et par conséquent les zéros de $G(z)$ sont assez distants du cercle unité conférant ainsi au filtre récursif adaptatif une bonne robustesse. Pour les autres points, un pas d'adaptation relativement faible et un nombre de coefficients du filtre récursif supérieur au nombre de coefficients du canal donne d'excellents résultats. Ce filtre récursif adaptatif autodidacte a été testé avec succès dans des contextes réels ou simulés sur des canaux variants ou non dans le temps sans présenter d'instabilité visible [12][13].

Pour réaliser le P-RAKE décrit figure 3, le récepteur doit mémoriser une séquence d'entrée de N chips et effectuer un traitement par bloc. Cette contrainte est imposée par le principe même du retournement temporel. La première étape consiste alors à déterminer le vecteur \mathbf{G} par l'algorithme (10) en utilisant la séquence d'entrée. Cette séquence doit être suffisante pour permettre la convergence de l'algorithme. Ensuite, on effectue le premier filtrage récursif, puis un retournement temporel, un second filtrage récursif et un second retournement temporel. Le signal résultant vient alors alimenter l'entrée d'un récepteur RAKE.

5. Résultats

Nous avons tracé les performances en termes de taux d'erreurs binaires (Teb) en fonction du rapport signal sur bruit E_b/N_0 , où E_b est l'énergie par élément binaire transmis de l'utilisateur désiré et N_0 correspond à la densité spectrale de puissance mono-latérale du bruit additif.

La figure 5 présente une comparaison des performances entre le P-RAKE optimal tel que décrit en section 3, et un récepteur MEQM réalisé à partir d'un égaliseur transverse de 13 coefficients suivi d'un filtre adapté au code d'étalement de l'utilisateur désiré. Le P-RAKE a aussi 13 coefficients, 4 dans chaque filtre récursif et 5 pour le filtre adapté au canal. Les coefficients des filtres de ces deux récepteurs sont déterminés de manière optimale en supposant l'ensemble des paramètres de la cellule connus. Le facteur d'étalement est égal à 32 pour tous les utilisateurs. La puissance émise est identique pour tous les utilisateurs. Le canal discret équivalent est fixe et possède 5 coefficients complexes $[2 - 0.4j; 1.5 + 1.8j; 1; 1.2 - 1.3j; 0.8 + 1.6j]$.

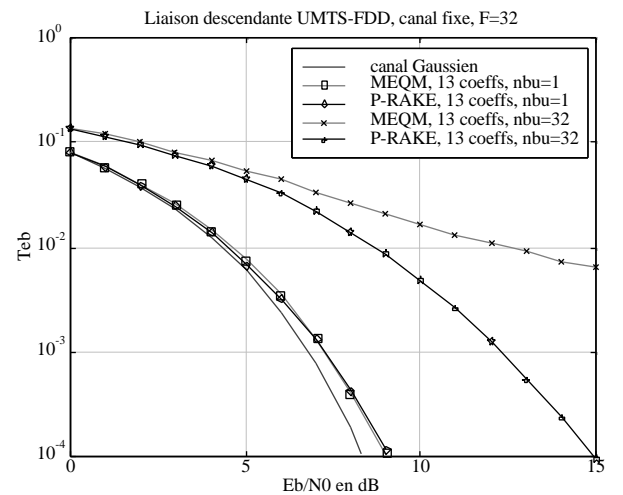


Fig 5. comparaison des performances entre le P-RAKE et un récepteur réalisé à partir d'un égaliseur transverse MEQM de réponse impulsionnelle finie.

Dans le cas mono-utilisateur, les récepteurs P-RAKE et MEQM ont les mêmes performances. Cependant, lorsque la cellule est à pleine charge, les performances du P-RAKE sont supérieures à celles du récepteur MEQM en raison du fait que le P-RAKE ne souffre d'aucune approximation structurelle.

La figure 6 présente une comparaison de performances entre les récepteurs RAKE et P-RAKE sur un canal variant dans le temps. On suppose une transmission par paquet constitué de $N=2560$ chips. Pour simplifier les simulations, le canal est supposé différent pour chaque paquet et invariant dans le temps sur la durée d'un paquet. Les paramètres du canal ITU vehicular A ont été légèrement modifiés afin d'obtenir un canal dont les trajets sont espacés d'un multiple de la durée chip. Le facteur d'étalement est supposé identique pour tous les utilisateurs et égal à 16. Le nombre d'utilisateur est 1, 8 ou 16. Tous les utilisateurs ont la même puissance. Le filtre récursif du P-RAKE est déterminé à partir de l'algorithme adaptatif autodidacte présenté en section 4. Il y a 10 coefficients dans chaque filtre récursif et μ_G est égal à 0,003. Le récepteur RAKE est calculé de manière optimale.

En mode mono-utilisateur, les récepteurs RAKE et P-RAKE présentent les mêmes performances. Lorsque le nombre d'utilisateurs augmente les performances du P-RAKE sont nettement supérieures à celles du RAKE.

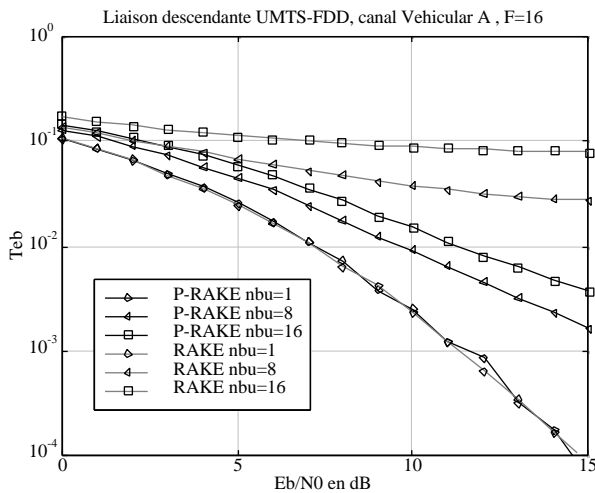


Fig. 6. comparaison des performances entre les récepteurs RAKE et P-RAKE.

6. Conclusions

Ce papier introduit une structure innovante (P-RAKE) de faible complexité pour réaliser un récepteur linéaire MEQM ne nécessitant aucune approximation structurelle. Les résultats obtenus dans le contexte d'une transmission sur la liaison descendante de l'UMTS montrent que le récepteur P-RAKE est intéressant dans des contextes de transmission sévères et lorsque les facteurs d'étalement sont faibles et/ou la cellule fortement chargée.

Références

- [1] M. Bossert, T. Frey, "Interference Cancellation in the Synchronous Downlink of CDMA-Systems," *ITG-FACHTAGUNG: Mobile Kommunikation*, Sept. 1995.
- [2] A. Klein, "Data Detection Algorithms Specially Designed for Downlink of CDMA Mobile Radio Systems," *VTC, vol. 1, pp.203-207*, May 1997.
- [3] I. Ghauri and D.T.M. Slock, "Linear Receivers for the DS-CDMA Downlink Exploiting Orthogonality of Spreading Sequences," *32nd Asilomar Conf. On Signal, Systems and Computers*, vol. 1, pp.650-654, 1998.
- [4] C.D. Franck and E. Visotsky, "Adaptive Interference Suppression for Direct-Sequence CDMA Systems with Long Spreading Codes," *Proc. Annual Allerton Conf. On Com., Control and Computing*, pp. 411-420, Sept 1998.
- [5] K. Hooli, M. Latva-aho, and M. Juntti, "Multiple access interference suppression with linear chip equalizers in WCDMA downlink receivers," *GLOBECOM, Brazil*, vol. 1, pp 467-471, Dec. 5-9 1999.
- [6] M. Heikkilä, P. Komulainen and J. Lilleberg, "Interference Suppression in CDMA Downlink through Adaptive Channel Equalization," *VTC Fall, Netherlands*, pp. 978-982, Sept. 1999.
- [7] S. Werner and J. Lilleberg, "Downlink Channel Decorrelation in CDMA Systems with Long Codes," *VTC, Texas, USA*, pp 1614-1617, May 1999.
- [8] T.P. Krauss, M.D. Zoltowski, and G. Leus, "Simple MMSE equalizers for CDMA downlink to restore chip sequence: Comparison to Zero-Forcing and RAKE," *ICASSP*, vol. 5, pp. 2865-2868, May 2000.
- [9] F. Petré, G. Leus, L. Deneire, M. Engels and M. Moonen, "Adaptive Space-Time Chip-Level Equalization for WCDMA Downlink with Code-Multiplexed Pilot and Soft Handover," *ICC*, Vol. 3, pp. 1635-1639, 2002.
- [10] A.V. Oppenheim and R.W. Schaffer, "Discrete-time signal processing," Prentice Hall Inc., 1989.
- [11] S. Ariyavisitakul, "Equalization of a Hard-Limited Slowly-Fading Multipath Signal Using a Phase Equalizer with a Time-Reversal Structure," *VTC*, pp. 520-526, 6-9 May 1990.
- [12] J. Labat, C. Laot, "Blind Adaptive Multiple Input Decision Feedback Equalizer: a Self-Optimized Configuration," *IEEE Trans. Com.*, Vol. 49, No 4, pp. 646-654, April 2001.
- [13] J. Labat, O. Macchi and C. Laot, "Adaptive Decision Feedback Equalization: Can you Skip the Training Period?," *IEEE Trans. Com.*, Vol. 46, No 7, pp. 921-930, July 98.
- [14] O. Macchi, "Adaptive Processing," *The LMS Approach with Applications in Transmission*, New York, Wiley, 95.
- [15] P.L. Feintuch, "An Adaptive Recursive LMS Filter," *IEEE Proc.*, vol. 64, pp.1622-1624, Sept. 1976.
- [16] C. R. Johnson, Jr, and M.G. Larimore, "Comments on and Additions to "An Adaptive Recursive LMS Filter,"" *IEEE Proc.*, Vol. 65, pp. 1399-1402, Sept. 1977.
- [17] R.A. Casas, C.R. Johnson, JR., J. Harp and S. Caffee, "On initialization Strategies for Blind Adaptive DFEs," *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Vol. 2, pp. 792-796, 1999.