

Égalisation itérative pour les transmissions multicodes de la liaison descendante de l'UMTS-FDD

Eric HARDOUIN et Christophe LAOT

École Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne, Département Signal & Communications
Technopôle de Brest Iroise, CS 83818, 29238 Brest Cedex, France

eric.hardouin@ieee.org, christophe.laot@enst-bretagne.fr

Résumé – Cet article propose un récepteur itératif de faible complexité pour les transmissions multicodes de la liaison descendante de l'UMTS-FDD. Ce dispositif repose sur un égaliseur de canal itératif minimisant l'erreur quadratique moyenne (EQM) non biaisée en sortie du récepteur à chaque itération en fonction de la fiabilité de l'information *a priori* disponible. Les simulations numériques montrent que le récepteur proposé présente un compromis performances/complexité entre l'égaliseur linéaire et le récepteur de type turbo égaliseur présenté dans [1].

Abstract – This paper proposes a low complexity iterative receiver suited for the multicode downlink of the UMTS-FDD. This scheme relies on an iterative channel equalizer minimizing the unbiased mean square error (MSE) at each iteration according to the *a priori* available information. Numerical simulations show that the proposed receiver exhibits a performance/complexity trade-off between the linear equalizer and the turbo equalizer-like receiver introduced in [1].

1 Introduction

Dans la liaison descendante des systèmes de communication radio-mobile DS-CDMA, les symboles des utilisateurs d'une même cellule sont émis de façon synchrone à l'aide de codes d'étalement orthogonaux, les cellules étant séparées entre elles par une séquence d'embrouillage longue. L'interférence intracellulaire est ainsi exclusivement créée par les trajets multiples qui, en dégradant l'orthogonalité des codes en réception, génèrent à la fois de l'interférence d'accès multiple entre les utilisateurs et de l'interférence entre les trajets d'un utilisateur donné. Une alternative efficace au récepteur Rake consiste à égaliser le signal multi-utilisateurs au niveau chip [2] de manière à combattre la distorsion introduite par le canal et restaurer ainsi, au moins partiellement, l'orthogonalité entre les codes avant l'opération de désétalement. Le terminal mobile n'ayant connaissance que du code d'étalement qui lui est attribué, les structures d'égalisation envisageables se limitent dans le cas général aux égaliseurs linéaires.

Dans le cas des transmissions multicodes, plusieurs codes d'étalement sont alloués à un utilisateur donné en vue d'accroître son débit. Dans ce contexte, des techniques d'égalisation plus performantes de type égaliseur à retour de décision ou annuleur d'interférence peuvent apporter des gains significatifs par rapport à l'égalisation linéaire. Les futurs modes de transmission par paquet à haut débit tels que le HSDPA (High Speed Downlink Packet Access [3]) prévu par la norme UMTS feront largement appel aux transmissions multicodes, ce qui accroît l'intérêt pour des récepteurs dédiés.

Dans cet article, nous présentons un récepteur adapté aux transmissions multicodes de la liaison descendante de l'UMTS-FDD. Ce récepteur repose sur un égaliseur de canal itératif issu des travaux de Chan et Wornell[4] et de Tüchler *et al* [5]. La clé de cet égaliseur est sa capacité à évoluer au cours des itérations en fonction de la fiabilité de l'information *a priori* disponible, et ce de manière à minimiser l'erreur quadratique moyenne (MEQM) non biaisée sur les chips du signal multi-utilisateurs.

Le récepteur présenté ici est une version simplifiée du dispositif introduit dans [1], qui effectue conjointement l'égalisation et le décodage de canal dans un processus de turbo égalisation. À la différence de [1], nous considérons ici un système non-codé en vue de réduire la complexité du récepteur.

2 Modèle de système

Nous considérons un scénario de transmission multicode inspiré des spécifications du HSDPA [3]. Soient U le nombre d'utilisateurs du système, K le nombre de codes actifs et K_u le nombre de codes attribués à l'utilisateur u . L'utilisateur désiré, supposé être l'utilisateur 0, transmet des paquets de $K_0 \times N_s$ symboles complexes indépendants $\{a_m^k, m = 0, \dots, N_s - 1, k = 0 \dots K_0 - 1\}$ appartenant à l'alphabet de la modulation considérée (MDP-4 ou MAQ-16) et de variance σ_a^2 . Chaque train de N_s symboles est étalé par un facteur d'étalement P à l'aide d'un code de Walsh-Hadamard spécifique $\mathbf{c}^k = [c_0^k, \dots, c_{P-1}^k]^T$ normalisé de telle façon que $(\mathbf{c}^k)^H \cdot \mathbf{c}^k = 1 \forall k$. Les signaux étalés de chaque utilisateur sont ensuite sommés au rythme chip $1/T_c$ et embrouillés par une séquence pseudo-aléatoire longue $\{e_n\}$. Définissons le signal multi-utilisateurs au rythme chip comme la somme des signaux étalés des différents utilisateurs, dont le n -ième échantillon (chip) est donné par

$$d_n = \sum_{k=0}^{K-1} e_n a_{[n/P]}^k c_n^{k \pmod{P}} \quad (1)$$

où $[\cdot]$ est la fonction partie entière. En raison du caractère pseudo-aléatoire de la séquence d'embrouillage, le signal multi-utilisateurs peut être modélisé comme un signal à temps discret stationnaire, blanc, circulaire, centré et de puissance σ_d^2 . Le signal multi-utilisateurs est mis en forme et transmis sur le canal de transmission. En réception, le signal reçu est filtré par un filtre adapté à la forme d'onde d'émission et échantillonné au rythme chip pour donner la séquence discrète $\{r_n\}$. Les opérations de mise en forme, filtrage par le canal et le filtre de récep-

tion puis échantillonnage peuvent être modélisées par un canal de transmission discret équivalent $\mathbf{h} = [h_0, \dots, h_{Lh}]^T$. La sortie de ce canal de transmission est perturbée par un bruit additif complexe blanc gaussien w_n , centré et de variance $\sigma_w^2 = 2N_0$ où N_0 est la densité spectrale de puissance monolatérale du bruit, qui modélise à la fois le bruit thermique et l'interférence extracellulaire.

3 Un égaliseur de canal itératif

Le récepteur proposé peut être réalisé sous la forme d'un récepteur multi-étages. La structure d'un étage est décrite Fig. 1 : il se compose d'un égaliseur de canal au rythme chip admettant en entrée à la fois les échantillons du signal reçu et des estimés pondérés des chips multi-utilisateurs, ainsi que d'un dispositif effectuant une estimation pondérée des chips multi-utilisateurs.

3.1 Estimation pondérée du signal multi-utilisateurs

La fonction de ce dispositif est de fournir à l'égaliseur des estimés pondérés $\{\bar{d}_n\}$ des chips multi-utilisateurs, obtenus à partir de leurs probabilités *a posteriori*.

À l'étage l , les échantillons délivrés au rythme chip par l'égaliseur sont tout d'abord désambrouillés, puis désétalés suivant les différents codes attribués à l'utilisateur désiré pour donner des variables de décision $\{\hat{a}_m^{k(l)}\}$ sur les symboles complexes. Un ensemble de logarithmes de rapports de vraisemblance (LRVs) est ensuite calculé afin d'obtenir des estimés pondérés. Pour ce faire, écrivons l'échantillon de sortie du k -ième désétaleur comme la somme d'une contribution relative au symbole désiré et d'un terme d'interférence

$$\hat{a}_m^{k(l)} = g_0 a_m^{k(l)} + \eta_k^{(l)}(m). \quad (2)$$

où g_0 est le coefficient affectant le chip multi-utilisateurs désiré en sortie de l'égaliseur (10) et $\eta_k^{(l)}(m)$ est modélisée comme une variable aléatoire centrée de variance $\sigma_\eta^{2(l)}$. La nature pseudo-aléatoire de la séquence d'embrouillage permet de montrer que l'erreur quadratique moyenne (EQM) non biaisée sur les chips multi-utilisateurs en sortie de l'égaliseur est égale à l'EQM non biaisée sur les symboles désétalés. En raison du manque de place nous ne prouverons pas cette propriété ici, toutefois le calcul de l'EQM non biaisée sur les symboles désétalés pourra être trouvé dans [6] dans le cas d'un récepteur formé d'un égaliseur linéaire au rythme chip suivi d'un corrélateur. Nous avons ainsi l'égalité

$$\sigma_\eta^{2(l)} = E\{|\eta_k^{(l)}(m)|^2\} = \overline{EQM}^{(l)} \quad (3)$$

où $\overline{EQM}^{(l)}$ dénote l'EQM non biaisée, qui pourra être calculée en utilisant (15). De manière à simplifier l'obtention des LRVs, nous adoptons une hypothèse gaussienne sur la loi statistique de $\eta_k^{(l)}(m)$. Nous montrons dans [7] que la densité de probabilité de l'interférence en sortie des récepteurs à base d'égaliseur linéaire pour le lien descendant des systèmes DS-CDMA est en fait précisément décrite par un mélange de densités de probabilités gaussiennes, chacune étant de moyenne et de variance particulière. Bien qu'il ait été démontré dans [7] dans le cas

d'un égaliseur transverse, ce résultat reste valide pour l'égaliseur considéré ici. En conséquence, l'hypothèse gaussienne sur les statistiques de l'interférence ne permet pas d'accéder précisément à sa distribution ; cependant elle conduit à de bons résultats, ce qui légitime son emploi en pratique. Sous l'hypothèse gaussienne, (2) permet de calculer les LRVs sur les symboles transmis, qui dans le cas de la MDP-4 s'écrivent

$$L^{(l)}(\text{Re}\{\hat{a}_m^{k(l)}\}) = 2\sqrt{2}g_0 \text{Re}\{\hat{a}_m^{k(l)}\} / \sigma_\eta^{2(l)} \quad (4)$$

$$L^{(l)}(\text{Im}\{\hat{a}_m^{k(l)}\}) = 2\sqrt{2}g_0 \text{Im}\{\hat{a}_m^{k(l)}\} / \sigma_\eta^{2(l)}. \quad (5)$$

L'ensemble des LRVs $\mathbf{L}^{(l)} = \{L^{(l)}(\text{Re}\{\hat{a}_m^{k(l)}\}), L^{(l)}(\text{Im}\{\hat{a}_m^{k(l)}\})\}$, $m = 0 \dots N_s - 1, k = 0 \dots K_0 - 1$ représente la connaissance acquise par le récepteur à l'étage l sur les symboles transmis. L'estimé pondéré du m -ième symbole complexe calculé à l'étage l est ainsi défini comme

$$\bar{a}_m^{k(l)} = E\{\hat{a}_m^{k(l)} | \mathbf{L}^{(l)}\}. \quad (6)$$

Dans le cas de la modulation MDP-4, les $\{\hat{a}_m^{k(l)}\}$ peuvent être calculés à l'aide des LRVs par

$$\bar{a}_m^{k(l)} = (\tanh[L^{(l)}(\text{Re}\{\hat{a}_m^{k(l)}\})/2] + j \tanh[L^{(l)}(\text{Im}\{\hat{a}_m^{k(l)}\})/2]) / \sqrt{2} \quad (7)$$

Les estimés pondérés des symboles complexes sont ensuite ré-étalés selon leur code respectif, sommés au rythme chip puis réambrouillés pour donner les estimés pondérés sur les chips multi-utilisateurs $\{\bar{d}_n^{(l)}\}$. Comme les filtres mis en jeu par l'égaliseur dépendent de la puissance des $\{\bar{d}_n^{(l)}\}$, celle-ci est estimée par la moyenne $\sigma_{\bar{d}}^{2(l)} \approx \frac{1}{N_c} \sum_0^{N_c-1} |\bar{d}_n^{(l)}|^2$ où $N_c = N_s \times P$ est le nombre de chips du paquet. Notons que la relation (7) implique que $\sigma_{\bar{d}}^{2(l)} \leq \sigma_a^2$, avec égalité lorsque tous les codes actifs sont connus du récepteur et les symboles transmis sont parfaitement estimés, i.e. $\bar{a}_m^{k(l)} = \hat{a}_m^{k(l)} \forall k, m$.

3.2 L'égaliseur MEQM

L'égaliseur est composé de deux filtres linéaires : à l'étage (l) , un filtre avant $\mathbf{p}^{(l)}$ traite les échantillons de signal reçu $\{r_n\}$, tandis qu'un filtre arrière $\mathbf{q}^{(l)}$ génère une estimée de l'interférence entre chips à partir des estimés pondérés des chips multi-utilisateurs, qui est ensuite soustraite de la sortie du filtre $\mathbf{p}^{(l)}$ pour donner l'échantillon $s_n = \hat{d}_n^{(l)}$. De façon à alléger les notations, l'exposant (l) sera abandonné dans la suite. Introduisons le filtre \mathbf{g} qui représente la cascade canal de transmission-égaliseur, dont les coefficients sont donnés par la convolution des réponses impulsionnelles du canal et de l'égaliseur. Les vecteurs contenant les échantillons des réponses impulsionnelles de ces filtres sont définis comme $\mathbf{p} = [p_{-Lp1} \dots p_0 \dots p_{Lp2}]^T$, $\mathbf{q} = [q_{-Lq1} \dots q_0 \dots q_{Lq2}]^T$, $\mathbf{g} = [g_{-Lg1} \dots g_0 \dots g_{Lg2}]^T$ et sont de longueur L_p , L_q et L_g respectivement, avec $L_{p1} = L_{g1} \triangleq \Delta$. Notons que ces filtres sont considérés partiellement anticausaux de manière à s'affranchir du délai de restitution inhérent à un égaliseur pratique. Définissons de plus les vecteurs contenant les échantillons d'entrée des filtres \mathbf{p} , \mathbf{q} et \mathbf{g} respectivement $\mathbf{r}_n = [r_{n+Lp1} \dots r_n \dots r_{n-Lp2}]^T$, $\bar{\mathbf{d}}_n = [\bar{d}_{n+Lq1} \dots \bar{d}_n \dots \bar{d}_{n-Lq2}]^T$ et $\mathbf{d}_n = [d_{n+Lg1} \dots d_n \dots d_{n-Lg2}]^T$, ainsi que le vecteur des échantillons de bruit entrant dans le signal traité par l'égaliseur $\mathbf{w}_n =$

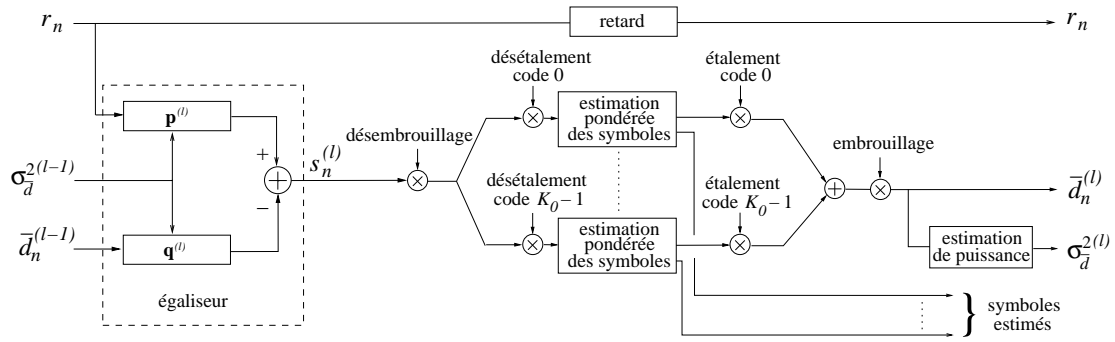


FIG. 1: L'étage l du récepteur proposé.

$[w_{n+Lp1} \dots w_n \dots w_{n-Lp2}]^T$. L'échantillon de sortie de l'égaliseur peut ainsi s'exprimer sous forme matricielle comme

$$s_n = \mathbf{p}^T \mathbf{r}_n - \mathbf{q}^T \bar{\mathbf{d}}_n \quad (8)$$

$$= \mathbf{g}^T \mathbf{d}_n - \mathbf{q}^T \bar{\mathbf{d}}_n + \mathbf{p}^T \mathbf{w}_n, \quad (9)$$

ce qui peut encore s'écrire comme la somme du chip multi-utilisateurs recherché et d'un terme d'interférence

$$s_n = g_0 d_n + \bar{\mathbf{g}}^T \mathbf{d}_n - \mathbf{q}^T \bar{\mathbf{d}}_n + \mathbf{p}^T \mathbf{w}_n \quad (10)$$

où $\bar{\mathbf{g}}$ est défini comme $\bar{\mathbf{g}} = [g_{-Lg1} \dots 0 \dots g_{Lg2}]^T$. Dans [1], nous montrons que les réponses impulsionnelles des filtres de l'égaliseur qui minimisent l'EQM non biaisée

$$\overline{EQM} = E \{ |s_n - g_0 d_n|^2 \} \quad (11)$$

sont données par

$$\mathbf{p} = \lambda [(\sigma_d^2 - \sigma_w^2) \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_w^2 \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{e}_\Delta \quad (12)$$

$$\mathbf{q} = \mathbf{H} \mathbf{p} \text{ avec } q_0 = 0 \quad (13)$$

où \mathbf{H} est la matrice $(L_h + L_p) \times (L_p)$ de Toeplitz triangulaire inférieure de première colonne $[\mathbf{h}^T 0 \dots 0]^T$, \mathbf{I} est la matrice identité $L_p \times L_p$ et \mathbf{e}_Δ est un vecteur colonne tout à zéro sauf son $\Delta + 1$ -ième élément égal à l'unité. Le facteur λ est un réel strictement positif dès lors que la puissance du bruit est non-nulle, donné par

$$\lambda = \left\{ \mathbf{e}_\Delta^T \mathbf{H} [(\sigma_d^2 - \sigma_w^2) \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_w^2 \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{e}_\Delta \right\}^{-1}. \quad (14)$$

On montre que pour ces réponses impulsionnelles, l'expression de l'EQM non biaisée se réduit finalement à

$$\overline{EQM} = \lambda - (\sigma_d^2 - \sigma_w^2). \quad (15)$$

Au premier étage, aucune estimation des chips multi-utilisateurs n'est disponible donc $\sigma_d^2 = 0$. Le filtre \mathbf{p} se réduit alors à la réponse impulsionnelle d'un égaliseur linéaire MEQM affecté d'un facteur réel positif, tandis que le filtre \mathbf{q} est inutilisé. Lorsque tous les codes actifs sont connus du récepteur et les symboles de l'utilisateur désiré sont parfaitement estimés, les chips multi-utilisateurs sont égaux à leur vraie valeur et $\sigma_d^2 = \sigma_w^2$, ce qui conduit aux filtres avant et arrière d'un annuleur d'interférence MEQM [8], affectés d'un facteur réel positif. Entre ces deux cas de figures, ainsi que lorsque seule une partie des codes actifs est connue du récepteur, l'égaliseur est une structure hybride entre un égaliseur linéaire MEQM et un annuleur d'interférence, qui conduit à l'EQM non biaisée minimale permise par l'information disponible. Rappelons que puisque l'EQM non biaisée sur les chips multi-utilisateurs en sortie de l'égaliseur est égale à l'EQM non biaisée sur les symboles déséталés, cet égaliseur est également celui qui minimise l'EQM non biaisée en sortie du récepteur.

4 Résultats de simulation

Les performances du récepteur proposé sont évaluées à l'aide de simulations de Monte-Carlo. Les paramètres de la transmission sont choisis en accord avec les spécifications du HSDPA [3] de l'UMTS. Seule la modulation MDP-4 est utilisée. Le débit chip est de 3.84 Mchips/s, tandis que la séquence d'embrouillage est une séquence de Gold de longueur 38400 chips. Le canal de transmission considéré est le canal à évanouissements de Rayleigh ITU Pedestrian B, dont les retards sont arrondis au plus proche multiple du temps chip. La vitesse du récepteur mobile est fixée à 3 km/h. Le récepteur est supposé disposer d'une connaissance parfaite des retards et amplitudes des différents trajets du canal, ainsi que des puissances du signal multi-utilisateurs σ_d^2 et du bruit σ_w^2 . Le facteur d'étalement est fixé à $P = 16$ tandis que l'utilisateur d'intérêt est supposé être seul dans le système, l'ensemble des codes actifs lui étant alloués avec une puissance égale. Le récepteur proposé est réalisé avec 4 étages. La longueur du filtre \mathbf{p} est fixée à $L_p = 51$ coefficients complexes tandis que le filtre \mathbf{q} comprend le nombre optimal de coefficients $L_q = L_p + L_h$ où $L_h = 14$.

La figure 2 montre l'évolution des performances du récepteur proposé en fonction du nombre d'étages pour 10 multicodes alloués à l'utilisateur d'intérêt. Les résultats sont présentés en termes de taux d'erreurs binaires (TEB) en fonction du rapport E_b/N_0 où E_b est l'énergie par élément binaire de l'utilisateur désiré, le système étant supposé non-codé. On observe que le récepteur proposé converge vers son régime de performance stationnaire en seulement 3 étages, le gain entre le deuxième et le troisième étage étant relativement faible (0.5 dB pour une valeur de TEB de 10^{-3}), et s'approche à 1 dB de la borne obtenue lorsque les chips multi-utilisateurs sont parfaitement estimés.

La figure 3 montre la dégradation des performances lorsque le nombre de multicodes passe de 10 à 15. Celle-ci reste limitée à 0.5 dB, ce qui met en évidence le bon comportement du récepteur proposé dans le cas de systèmes fortement chargés.

Le récepteur proposé se réduisant à un égaliseur linéaire au premier étage, les figures 2 et 3 permettent également la comparaison des performances des deux récepteurs. Pour un TEB de 10^{-3} , le récepteur itératif apporte des gains de 3 dB et 3.7 dB par rapport à l'égaliseur linéaire pour 10 (figure 2) et 15 multicodes (figure 3) respectivement.

La figure 4 montre enfin la différence de performance entre le récepteur présenté dans cet article et le récepteur introduit dans [1], où l'estimation pondérée des symboles tire parti d'un

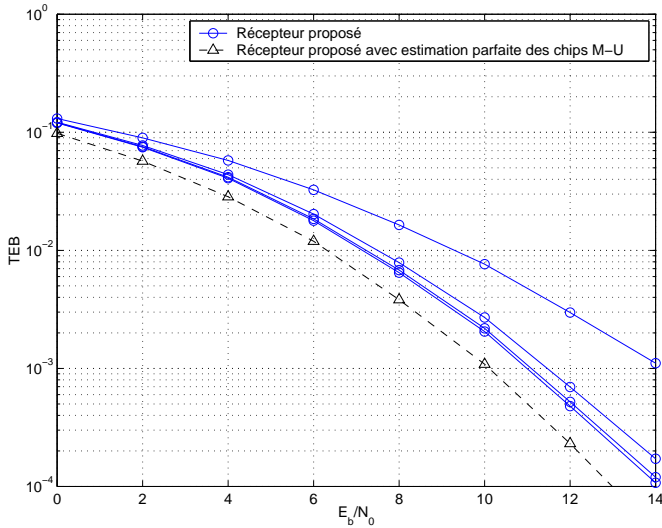


FIG. 2: Récepteur proposé pour différents étages. 10 multicodes sont alloués à l'utilisateur désiré, seul dans le système.

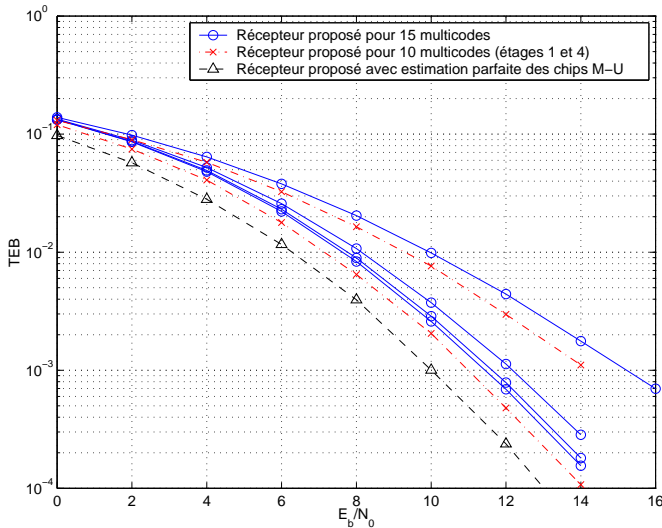


FIG. 3: Récepteur proposé pour différents étages. 15 multicodes sont alloués à l'utilisateur désiré, seul dans le système.

décodage de canal à entrées et sorties pondérées (SISO). Dans ce cas le codage correcteur d'erreur est présent et est assuré par un code convolutif de rendement $R = 1/2$ et de polynôme générateur $(7_8, 5_8)$ en octal. Les résultats sont maintenant exprimés en termes de TEB sur les éléments binaires codés (*i.e.* délivrés par le codeur) en fonction du rapport E_b/N_0 où E_b est l'énergie par élément binaire d'information (avant codage) de l'utilisateur désiré. Le nombre de codes attribué à l'utilisateur désiré est de $K_0 = 10$. On observe que le turbo égaliseur atteint la borne inférieure de TEB sur les éléments binaires codés, et ce dès le deuxième étage.

5 Conclusion

Nous avons présenté dans cet article un récepteur adapté aux transmissions multicodes de la liaison descendante de l'UMTS-FDD. Le récepteur proposé repose sur un égaliseur de canal itératif évoluant à chaque itération en fonction de la fiabilité

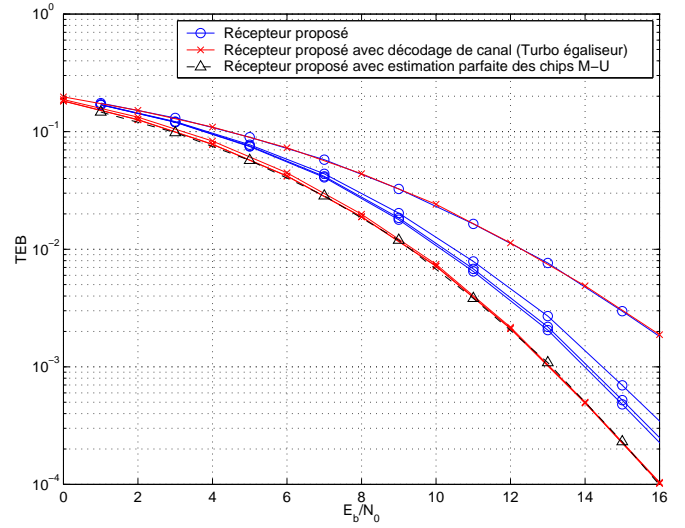


FIG. 4: Comparaison du récepteur proposé pour différents étages et 10 multicodes, avec et sans décodage de canal dans le processus itératif.

de l'information *a priori* disponible de manière à minimiser l'EQM non biaisée en sortie du récepteur. Les simulations numériques montrent que ce récepteur présente un rapport performances/complexité intéressant entre l'égaliseur linéaire, qu'il surclasse largement en termes de performances, et le récepteur itératif présenté dans [1], plus performant mais nécessitant un décodage de canal SISO à chaque itération.

Références

- [1] E. Hardouin and C. Laot, "Iterative channel equalization for the multicode DS-CDMA downlink," *VTC 2003-Spring*, Apr. 2003.
- [2] A. Klein, "Data detection algorithms specially designed for the downlink of CDMA mobile radio systems," *IEEE Vehic. Tech. Conf.*, vol. 1, pp. 203–207, May 1997.
- [3] H. Holma and A. Toskala, Eds., *WCDMA for UMTS*, 2nd ed. Wiley.
- [4] A. M. Chan and G. W. Wornell, "A class of block-iterative equalizers for intersymbol interference channels: Fixed channel results," *IEEE Trans. on Com.*, vol. 49, pp. 1966–1976, Nov 2001.
- [5] M. Tüchler, A. C. Singer, and R. Koetter, "Minimum mean squared error equalization using a priori information," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 50, pp. 673–683, March 2002.
- [6] M. Lenardi and D. T. M. Slock, "A rake receiver with intracell interference cancellation for a DS-CDMA synchronous downlink with orthogonal codes," in *VTC Spring 2000*, vol. 1, 2000, pp. 430–434.
- [7] E. Hardouin and C. Laot, "Improved bit error probability estimation for DS-CDMA downlink equalizer-based receivers with small spreading factors," *Int. Conf. on Telecommun.*, pp. 877–881, Feb. 2003.
- [8] A. Gersho and T. L. Lim, "Adaptive cancellation of intersymbol interference for data transmission," *Bell Sys. Tech. J.*, vol. 60, no. 11, pp. 1997–2021, Nov. 1981.