

Un modèle de canal multi-trajets appliqué à la simulation rapide du lien UMTS

Pierre GELPÍ, Ahmed SAADANI, Stefan WENDT

France Télécom R&D - 38-40 rue du Général Leclerc - 92794 Issy les Moulineaux cedex 9 - France
pierre.gelphi, ahmed.saadani, stefan.wendt@francetelecom.com

Résumé – Cet article propose une méthode de simulation simplifiée du lien radio. Son originalité consiste en la modélisation simplifiée du récepteur et du canal, qui reste très fidèle. Cette méthode de simulation rapide est très précise et le gain en complexité est important. L'exemple des services 12.2 et 64 kbps de l'UMTS FDD à 3 et 120 km/h pour les canaux du 3GPP montre très peu de différence entre les performances des simulateurs traditionnel et simplifié.

Abstract – In this paper, a simplified link level simulation method is proposed. The simplified receiver and channel models make this method very precise with an important complexity reduction. The example of UMTS FDD 12.2 and 64 kbps services at 3 and 120 km/h for the 3GPP channels shows a good fit between the performances of the usual and the simplified simulator.

Introduction

La complexité de la simulation informatique des systèmes de communications à étalement de spectre (CDMA) vient en grande partie du canal multi-trajets. Chaque symbole codé émis conduit à plusieurs chips et les propriétés temporelles des symboles reçus (après étalement, canal multi-trajets, désétalement et réception) ont une grande influence sur les performances du décodage. Les simulations traditionnelles du lien radio considèrent plusieurs échantillons par chip et utilisent la méthode de Jakes pour générer les coefficients du canal.

Cet article présente une méthode de simulation rapide du lien radio. Elle est fondée sur deux niveaux de simplification différents. Le premier utilise le modèle de réception avec étalement parfait qui consiste à calculer uniquement les symboles codés et non les chips. Le second exploite un générateur de trajets fondé sur une chaîne de Markov d'ordre un qui est suivi d'une interpolation. Contrairement aux précédents travaux sur le sujet [1, 2], ce générateur est valide pour tous les régimes avec la même chaîne de Markov. En effet, une fréquence d'échantillonnage fixe est choisie pour limiter la mémoire de la chaîne de Markov et l'interpolation permet de s'adapter à n'importe quel régime. L'énergie du canal peut être générée trajet par trajet [3] ou directement pour tous les trajets [4].

La section 1 décrit le modèle permettant la première étape de simplification et la section 2 explique comment le générateur simplifié de trajets apporte un gain supplémentaire. La section 3 décrit les résultats et le gain en temps de calcul obtenu pour le lien montant de l'UMTS FDD à 12.2 et 64 kbps pour les canaux du 3GPP [5] à 3 et 120 km/h.

1 Premier niveau de simplification: le modèle de récepteur

Dans cet article, on considère un canal à L trajets discrets décorrélés dont la réponse impulsionnelle est

$$\sum_{i=0}^{L-1} h_i \delta(t - \tau_i)$$

avec τ_i et h_i respectivement le retard et le coefficient complexe du trajet i . Quand le facteur d'étalement est grand, l'interférence inter-symboles est faible et il est possible de considérer que pour un symbole émis s , le symbole reçu au doigt i après désétalement est $h_i s + n_i$ où n_i est un bruit blanc gaussien additif. Si l'on suppose une estimation parfaite de canal, le corrélateur du doigt i multiplie par h_i^* et la sortie du récepteur Rake [6] s'écrit

$$s \sum_i |h_i|^2 + \sum_i h_i^* n_i. \quad (1)$$

Les coefficients h_i sont des variables aléatoires gaussiennes complexes, mais le codage convolutif ou turbo est très sensible aux propriétés temporelles donc la fonction d'auto-corrélation des trajets générés doit être très proche de la vraie qui est $R_h(\tau) = b_0 J_0(2\pi f_D \tau)$, où b_0 est la variance du processus, J_0 est la fonction de Bessel d'ordre zéro de première espèce et $f_D = v \frac{f_0}{C}$ est la fréquence Doppler maximale, avec v la vitesse du mobile, f_0 la fréquence de la porteuse et C la célérité de la lumière.

Une première solution est de générer ces coefficients gaussiens complexes avec la méthode usuelle de Jakes. Cela apporte un premier niveau de simplification et le gain est important car seuls les symboles codés sont calculés et non les chips. Mais il est possible d'augmenter ce gain

en temps de calcul en générant les coefficients h_i à partir d'une chaîne de Markov d'ordre un, suivie d'une interpolation. La section suivante décrit ce générateur simplifié.

2 Deuxième niveau de simplification: le générateur de trajets

On construit une chaîne de Markov avec des échantillons complexes provenant d'une simulation usuelle à une fréquence d'échantillonnage fixe de $2f_D$. Cette fréquence satisfait le théorème d'échantillonnage car le canal est à bande limitée [3]. La fonction d'auto-corrélation de l'amplitude d'un trajet généré de manière usuelle et celle de l'amplitude d'un trajet obtenu avec ce générateur sont très similaires comme le montre la figure 1.

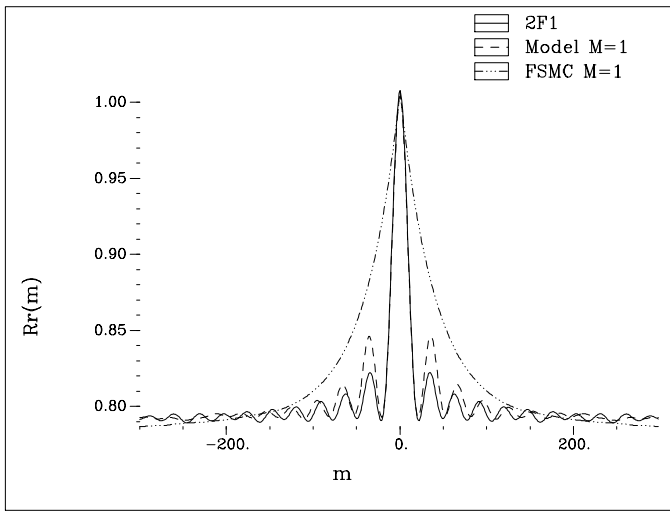


FIG. 1: Fonctions d'auto-corrélation du trajet généré par la méthode de Jakes ($2F1$), de celui sans interpolation ($FSMC M=1$) et de celui avec le générateur simplifié ($Model M=1$), M est l'ordre de la chaîne de Markov, $f_D T_{symp} = 1.78 \cdot 10^{-2}$.

D'autres fréquences d'échantillonnage mènent au même résultat, mais avec une chaîne de Markov d'ordre supérieur. L'avantage de $2f_D$ est de garder l'ordre un, ce qui est plus rapide à simuler que les ordres supérieurs. A cause de la fréquence d'échantillonnage fixe, les trajets générés ne correspondent pas encore au débit symbole de la simulation. Une interpolation, justifiée par le théorème d'échantillonnage, permet d'adapter exactement le débit des trajets générés à celui des symboles de la simulation. Si R est le débit symbole, le facteur d'interpolation est $K = \frac{R}{2f_D}$ et les coefficients de canal h_i sont obtenus à partir des sorties g_i de la chaîne de Markov par

$$h_i(kT_{symp}) = \sum_n g_i(nT_{samp}) \text{sinc} \left(\frac{\pi(kT_{symp} - nT_{samp})}{T_{samp}} \right),$$

avec $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$, $T_{symp} = \frac{1}{R}$ et $T_{samp} = \frac{1}{2f_D}$.

Le schéma complet du simulateur simplifié est présenté sur la figure 2.

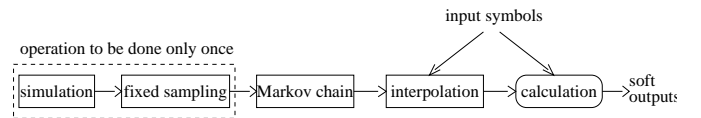


FIG. 2: Simulateur avec le générateur simplifié de trajets

La première opération consiste à générer les échantillons de trajets avec le simulateur usuel à une fréquence de $2f_D$. En fait, la fréquence d'échantillonnage peut être normalisée de façon à ce qu'elle ne dépende même pas de la vitesse du mobile. Ensuite, les sorties de la chaîne de Markov sont interpolées pour correspondre au débit symbole de la simulation. Enfin, le calcul de l'équation (1) mène aux sorties souples du récepteur Rake.

3 Application à la simulation rapide du lien UMTS: résultats

Les résultats présentés dans cet article ont été obtenus pour le lien montant de l'UMTS FDD à 12.2 et 64 kbps avec diversité de réception, estimation parfaite du canal et contrôle de puissance parfait. Les taux d'erreurs par bit (BER) et par blocs (BLER) du canal DTCH obtenus avec le simulateur usuel sont comparés à ceux obtenus avec le simulateur rapide décrit dans les sections précédentes. Le gain en temps de calcul est de 160, ce qui est considérable. Trois configurations sont présentées: canal Case 1 à 3 km/h (figure 3 à 12.2 kbps et figure 6 à 64 kbps), canal Case 2 à 3 km/h (figure 4 à 12.2 kbps et figure 7 à 64 kbps) et canal Case 3 à 120 km/h (figure 5 à 12.2 kbps et figure 8 à 64 kbps).

Une bonne correspondance, avec un parallélisme et des différences de moins de 0.2 dB, est observée entre les performances obtenues avec les deux simulateurs, que ce soit à 3 km/h où la fréquence Doppler normalisée du canal $f_D T_s$ est de $2.31 \cdot 10^{-5}$ pour 64 kbps ce qui est faible, ou à 120 km/h où cette valeur augmente jusqu'à $3.7 \cdot 10^{-3}$ pour 12.2 kbps. Les codes correcteurs utilisés sont de taux 1/3, convolutif pour 12.2 kbps ou turbo pour 64 kbps. Sachant que la performance de ces codes est très bonne et très sensible à la corrélation entre les échantillons, le parallélisme entre la courbe usuelle et la simplifiée est un résultat important.

Conclusion et travaux futurs

Le modèle de canal et de récepteur décrit dans cet article correspond à des conditions de trajets décorrélés, grand facteur d'étalement et estimation parfaite du canal. L'important gain en temps de calcul obtenu avec ce simulateur rapide permet d'évaluer les performances

d'un système radio-mobile pour un grand nombre de paramètres et services différents, beaucoup plus rapidement qu'avec le simulateur traditionnel. Cela ouvre de larges perspectives pour la méthode de simulation présentée dans cet article. Le travail futur introduira l'estimation réelle de canal et le contrôle de puissance imparfait, en conservant le gain le plus important possible.

Références

- [1] Ch. C. Tan, N. C. Beaulieu, "On First-Order Markov Modeling for the Rayleigh Fading Channel", in *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 12, 2000.
- [2] P. Kuczynski, A. Rigollé, W. Gerstacker, J. Huber, "Hidden Markov Modeling of Error Patterns and Soft Outputs for Simulation of Wideband CDMA Transmission Systems", in *Proc. ECWT*, pp. 135-138, 2000.
- [3] A. Saadani, P. Tortelier, "A First Order Markov Chain Based Model for Flat fading Channel", in *Proc. IEEE PIMRC*, Lisbon, Portugal, 2002.
- [4] A. Saadani, P. Gelpi, P. Tortelier, "An Efficient Context Tree Based Model for Rake and Flat Fading Channel", in *Proc. IEEE VTC Spring*, Jeju, Korea, Avril 2003.
- [5] 3GPP TS 25.104 v5.1.0, *UTRA(BS)FDD Radio Transmission and Reception*, www.3gpp.org, Déc. 2001.
- [6] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1995.

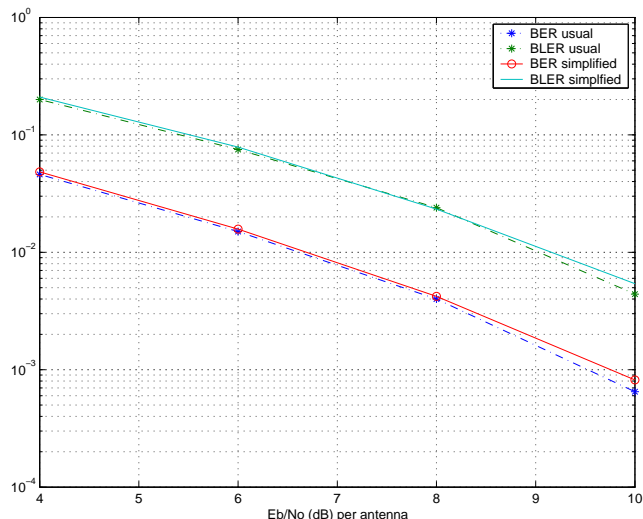


FIG. 3: Case 1, 3 km/h, 12.2 kbps

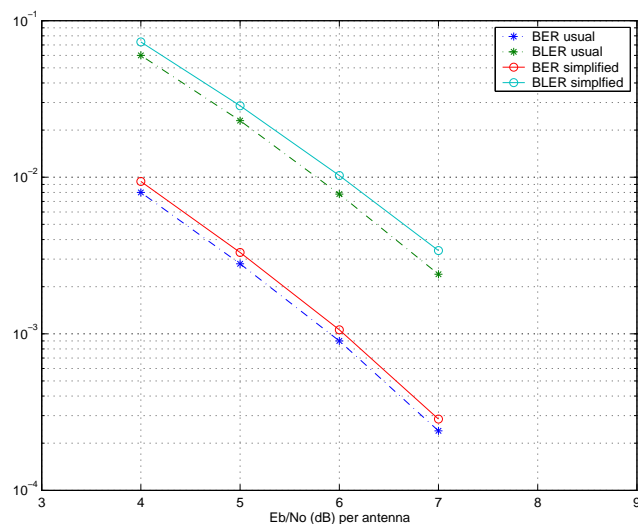


FIG. 4: Case 2, 3 km/h, 12.2 kbps

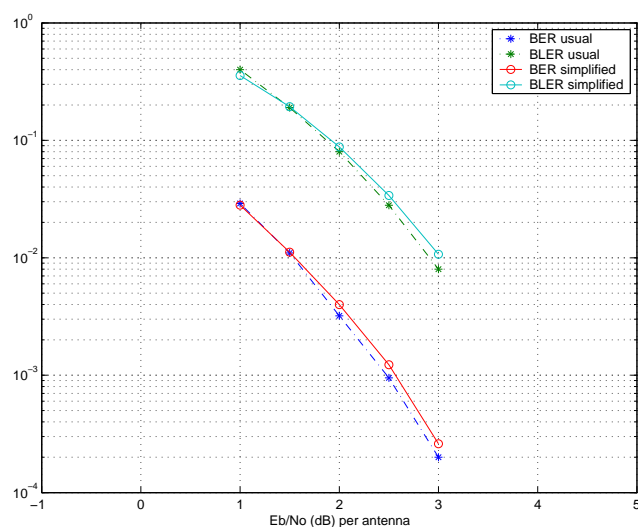


FIG. 5: Case 3, 120 km/h, 12.2 kbps

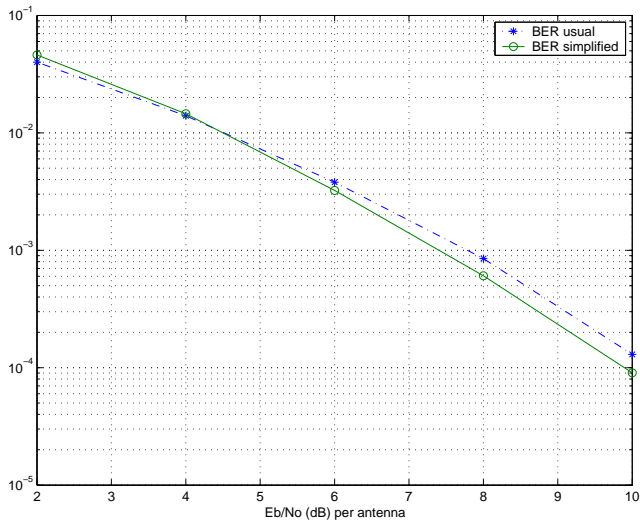


FIG. 6: Case 1, 3 km/h, 64 kbps

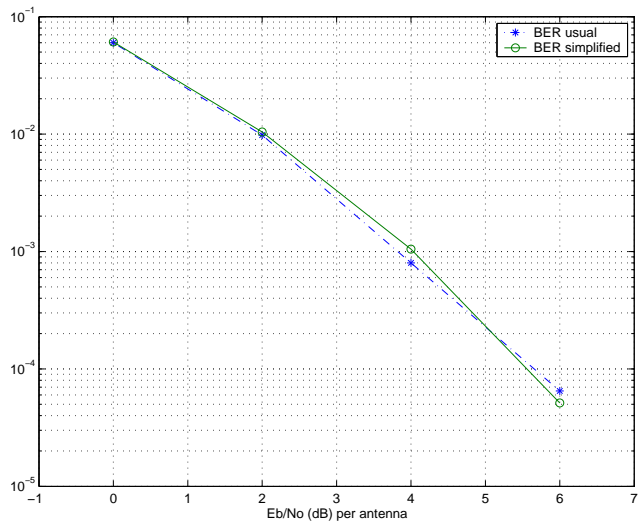


FIG. 7: Case 2, 3 km/h, 64 kbps

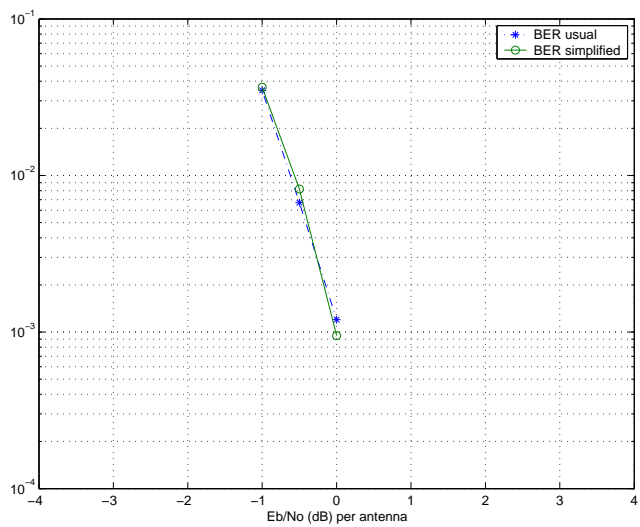


FIG. 8: Case 3, 120 km/h, 64 kbps