

Performances asymptotiques de récepteurs sur le lien descendant de l'UMTS-FDD

Jean-Marie CHAUFRAY¹, Philippe LOUBATON¹, François PIPON², David DEPIERRE²

¹Institut Gaspard Monge, UMR-CNRS 5141
Université de Marne-la-Vallée

Cité Descartes - 5, bd Descartes - Champs sur Marne, 77454 Marne-la-Vallée Cedex 2, France

²Thalès Communications

66, rue du Fossé Blanc, 92231 Gennevilliers Cedex, France

chaufray, loubaton@univ-mlv.fr, francois.pipon, david.depierre@fr.thalesgroup.com

Résumé – Dans ce papier, nous présentons un estimateur de l'influence des différentes sources d'interférences sur les performances d'un terminal mobile dans un réseau de type UMTS-FDD. À l'aide de cet estimateur, nous étudions l'impact de ces interférences dans un environnement réaliste. Enfin, nous montrons qu'il est possible d'améliorer les performances du mobile en utilisant plusieurs capteurs et en blanchissant spatialement le signal reçu.

Abstract – In this paper, we present an estimator of the various interference sources contributions to the mobile station performance in a UMTS-FDD network. With this estimator, we study the effect of the interference in a realistic environment. Then, we show that it is possible to improve significantly the mobile station performance using a multi-sensors antenna and applying a spatial whitening to the received signal.

1 Introduction

Le déploiement des futurs réseaux UMTS est fortement conditionné par les capacités techniques du standard à répondre aux attentes des opérateurs en terme de débit et de capacité. La couche radio du standard pose de nombreux problèmes qui restreignent les performances avancées à l'origine. Sur la liaison descendante, ces problèmes sont principalement liés au canal de propagation qui, en raison de ses trajets multiples, fait perdre aux utilisateurs transmis simultanément leur orthogonalité, censée garantir l'absence d'interférence intra-cellulaire. D'autre part, le faible nombre de fréquences porteuses disponibles implique que les stations émettant à la même fréquence sont géographiquement plus proches que dans les réseaux GSM, ce qui entraîne des problèmes d'interférences extra-cellulaires.

Ces interférences intra et extra-cellulaire peuvent affecter sérieusement les performances des mobiles, ce qui conduit les opérateurs à réduire la capacité de leur réseau afin d'assurer aux utilisateurs une liaison de qualité suffisante.

Dans cet article, qui se situe dans le cadre du projet européen IST ANTIUM, nous quantifions de manière théorique l'influence de ces deux formes d'interférences, et nous illustrons notre propos par un exemple obtenu en simulant un environnement radio réaliste. D'autre part, nous montrons que l'utilisation de plusieurs capteurs à la réception peut significativement améliorer les performances des mobiles en situation d'interférences fortes, en procédant en particulier à un blanchiment spatial du signal reçu qui permet de rejeter les stations interférentes.

2 Performances théoriques des démodulateurs

2.1 Modèle des signaux

La liaison descendante regroupe l'ensemble des signaux diffusés par la station de base à l'attention des mobiles. Les bits destinés à l'utilisateur k sont associés deux à deux pour former des symboles QPSK $b_k = (\pm 1 \pm i)/\sqrt{2}$. Ces symboles sont ensuite étalés par un code constitué de chips $c_k(n) = \pm 1$, $n = 0, \dots, N - 1$ et multipliés par une amplitude μ_k . Les codes d'étalement des K utilisateurs de la station sont choisis de façon à être orthogonaux, de sorte que l'on peut ensuite additionner les séquences chips de tous les utilisateurs sans introduire d'interférence :

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_k(n)c_l(n) = \begin{cases} 1 & \text{si } l = k \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases}$$

Avant d'être émise, la séquence résultante est multipliée terme à terme par un code de "scrambling" (ou d'embrouillage) : $s(n) = (\pm 1 \pm i)/\sqrt{2}$. Ce code est une séquence pseudo-aléatoire permettant de séparer les stations entre-elles et les autorisant ainsi à utiliser les mêmes codes d'étalement (voir [1] pour plus d'informations).

Le signal émis par la station de base durant les N chips associés au premier symbole peut donc se mettre sous la forme :

$$d(n) = s(n) \sum_{k=1}^K \mu_k c_k(n) b_k.$$

Le canal de propagation est un canal radio à trajets multiples en raison des nombreuses réflexions du signal émis sur les différents obstacles entre la station et le mobile. Nous appelons

$h(l), l = 0, \dots, L - 1$ la réponse impulsionnelle à temps discret du canal. Ainsi, le signal reçu s'écrit :

$$x(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)d(n-l).$$

Lorsque le mobile se trouve dans un environnement dense (milieu urbain), il reçoit non seulement les signaux provenant de sa station de base, mais également ceux des stations voisines. Nous affectons à la station principale (dite également "utile") le numéro 1 et nous numérotions les stations voisines de 2 à M .

Enfin, un bruit thermique $\beta(n)$ blanc gaussien de variance σ^2 dû aux composants du mobile s'ajoute au signal reçu. Celui-ci s'écrit donc :

$$x(n) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} h^{(m)}(l)d^{(m)}(n-l) + \beta(n). \quad (1)$$

2.2 Démodulation

Dans la suite, nous nous intéressons à la démodulation du premier symbole de l'utilisateur 1 de la station 1, sans perte de généralité, le schéma pouvant être reproduit pour les symboles suivants et pour les autres utilisateurs de la cellule.

Le signal reçu traverse d'abord un égaliseur linéaire $g(p), p = 0, \dots, L - 1$, puis le signal est désambrouillé (descrambling) et désalé. Ces opérations s'écrivent :

$$r_1 = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{p=0}^{L-1} s^*(n)c_1(n)g^*(p)x(n+p).$$

En remplaçant $x(n+p)$ par son expression (1), on obtient :

$$\begin{aligned} r_1 &= \sqrt{N}\mu_1\rho^{(1)}(q)b_1 \\ &+ \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{q \neq 0} \sum_{k=1}^K \mu_k s^*(n)s(n+q)c_1(n)c_k(n+q)\rho^{(1)}(q)b_k \\ &+ \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=2}^M \sum_q s^*(n)c_1(n)\rho^{(m)}(q)d^{(m)}(n+q) \\ &+ \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{p=0}^{L-1} s^*(n)c_1(n)g^*(p)\beta(n+p) \end{aligned} \quad (2)$$

où

$$\rho^{(m)}(q) = \sum_{p=0}^{L-1} g^*(p)h^{(m)}(p-q). \quad (3)$$

Le premier terme de (2) correspond au symbole utile, le deuxième est l'interférence intra-cellulaire, le troisième, l'interférence extra-cellulaire et le quatrième est la contribution du bruit thermique.

Les variances de ces trois sources de bruit dépendent des codes d'étalement et de scrambling utilisés par la cellule, et leur expression n'est donc pas très facile à interpréter. Cependant, lorsque l'on modélise le code de scrambling par la réalisation d'une suite i.i.d. (cf [2]), on peut établir le théorème suivant qui constitue le principal résultat de cet article :

Théorème

Lorsque le nombre d'utilisateurs K et le facteur d'étalement N de la station utile tendent tous deux vers l'infini, en faisant en sorte que leur rapport K/N tende vers une constante $\alpha < 1$,

les variances des trois contributions aux interférences tendent respectivement en moyenne quadratique vers :

$$\begin{aligned} \sigma_{intra}^2 &= \eta_1^2 \sum_{q \neq 0} |\rho^{(1)}(q)|^2 \\ \sigma_{extra}^2 &= \sum_{m=2}^M \eta_m^2 \sum_q |\rho^{(m)}(q)|^2 \\ \sigma_{bruit}^2 &= \sigma^2 \sum_p |g(p)|^2 \end{aligned}$$

et η_m^2 représente l'énergie chip de la station m .

Lorsque nous faisons tendre K et N vers l'infini, nous veillons à ce que l'énergie symbole de l'utilisateur 1 reste constante : $E_s = N\mu_1^2$, ainsi que l'énergie chip totale de la station : $\eta_1^2 = \sum_{k=1}^K \mu_k^2$.

Preuve

La preuve complète se trouve dans [3]. La variance de chaque terme de l'équation (2) est une variable aléatoire dont on montre que la variance tend vers zéro. Ce calcul fait intervenir les moments d'ordre 4 et 8 du code de scrambling ■

Lorsque le canal ne comporte pas de multi-trajets, le terme $\sum_{q \neq 0} |\rho^{(1)}(q)|^2$, et donc avec lui l'interférence intra-cellulaire, est nul. Ce terme qui mesure la proportion d'énergie de la station contribuant à l'interférence totale est souvent appelé "coefficient de perte d'orthogonalité".

Le rapport signal à bruit en sortie du récepteur est donné par :

$$RSB = \frac{E_s |\rho^{(1)}(0)|^2}{\sigma_{intra}^2 + \sigma_{extra}^2 + \sigma_{bruit}^2}$$

On en déduit le taux d'erreur binaire :

$$TEB = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{RSB}}^{+\infty} e^{-t^2/2} dt. \quad (4)$$

Cette formule présente l'avantage de pouvoir évaluer analytiquement la contribution de chaque source d'interférence indépendamment des codes de scrambling et d'étalement utilisés. Il est possible de se faire une idée de l'influence d'une politique de planification cellulaire sur les performances de la couche physique sans avoir à procéder à de lourdes simulations numériques.

2.3 Validation

Pour valider cette formule, nous avons simulé une station de base, d'abord seule, puis en présence de stations interférentes. Nous avons également fait varier le nombre d'utilisateurs afin de tester la robustesse de la formule (4) en présence d'interférence intra-cellulaire.

Tous les utilisateurs de la station principale ont la même énergie et le même facteur d'étalement égal à 64. Dans la suite, nous appelons charge de la station le rapport du nombre d'utilisateurs sur le facteur d'étalement. Cette notion doit être distinguée de celle de charge en terme de puissance, utilisée par les opérateurs, qui représente le pourcentage de puissance allouée à une station par rapport à la puissance totale disponible. Dans nos simulations, quel que soit le nombre d'utilisateurs de la station, la puissance de celle-ci est maximale, ainsi que celle des stations voisines. Les performances représentées sont donc les meilleures possibles, pour un nombre d'utilisateurs données, dans un environnement très chargé.

Pour le scénario considéré dans cette simulation, les puissances relatives des différentes stations sont représentées sur le tableau 1.

Les canaux de propagation sont générés suivant le modèle de Clarke (voir [4]). La distribution des retards et des puissances des trajets du canal de la station 1 sont indiqués dans le tableau 2. Le niveau de bruit thermique est fixé à 29 dB en dessous de celui de la station principale. Les symboles des utilisateurs sont démodulés à l'aide d'un récepteur RAKE à cinq doigts, ce qui correspond à $g(p) = \hat{h}(p)$ pour les valeurs de p correspondant aux 5 coefficients de la réponse impulsionnelle les plus puissants, $\hat{h}(p)$ étant l'estimée de $h(p)$ obtenue par corrélation du signal reçu avec une séquence d'apprentissage. La figure 1 re-

Station	Puissance (dB)
1	0
2	-10 dB
3	-10 dB
4	-17 dB
5	-17 dB
6	-21 dB
7	-21 dB
8	-21 dB

TAB. 1 – Puissance des stations

Trajet	Retard (ms)	Puissance (dB)
1	0	0
2	310	-1 dB
3	710	-9 dB
4	1090	-10 dB
5	1730	-15 dB
6	2510	-20 dB

TAB. 2 – Canal de la station 1

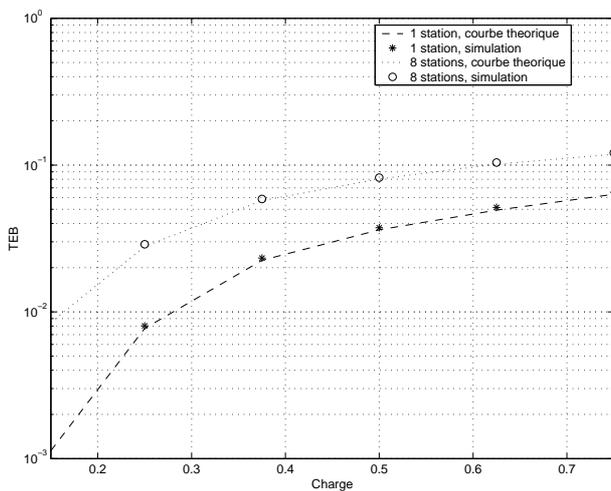


FIG. 1 – TEB théoriques et simulés

présente l'évolution du taux d'erreur binaire (TEB) en fonction de la charge de la station, en absence et en présence d'interférence extra-cellulaire. Les courbes théoriques sont obtenues avec la formule (4), les performances empiriques sont obtenues en faisant la moyenne des performances mesurées des utilisateurs de la station 1.

On observe une parfaite adéquation entre les courbes théoriques et empiriques, ce qui montre que l'équation (4) est un bon indicateur des performances de la démodulation.

3 Influence des interférences sur les performances

Afin d'étudier l'influence des deux principales sources d'interférence (intra- et extra-cellulaire), nous avons lancé une simulation dans les mêmes conditions que précédemment, mais en ajoutant cette fois les stations interférentes une à une (figure 2). On observe que lorsque la charge augmente, les perfor-

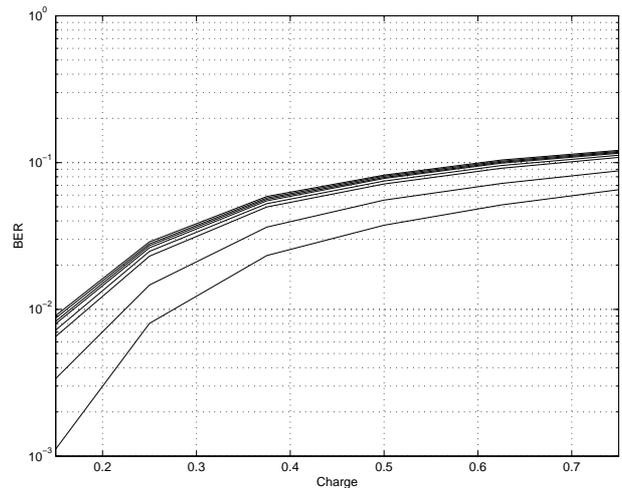


FIG. 2 – Influence des interférences

mances se dégradent sérieusement. En effet, lorsque le nombre d'utilisateurs augmente, comme la puissance de la station est limitée, l'énergie attribuée à chacun d'eux diminue. Le niveau relatif du bruit et des interférences est donc plus élevé.

Lorsque l'on ajoute les deux premières stations voisines (à -10 dB), le TEB augmente de manière significative. Cependant, l'influence des stations suivantes se fait moins ressentir. Pour des taux de charge faibles, les deux stations à -17 dB affectent encore le TEB.

Ces simulations montrent que les différentes sources d'interférences entravent sérieusement les performances des mobiles. En présence de toutes les stations voisines, seule une charge inférieure à 23% est autorisée pour atteindre un taux d'erreur inférieur à $2 \cdot 10^{-2}$ alors qu'en absence d'interférence, la charge correspondante vaut 37%.

4 Amélioration des performances

Un moyen d'améliorer les performances des mobiles est d'augmenter le nombre de capteurs en réception. Dans ce cas, le modèle (1) doit être remplacé par le modèle suivant :

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}^{(m)}(l) d^{(m)}(n-l) + \beta(n).$$

où $\mathbf{x}(n)$ est un vecteur constitué du signal reçu sur chaque capteur à l'instant n et $\mathbf{h}^{(m)}(l)$, $l = 0, \dots, L-1$, désigne la ré-

ponse impulsionnelle vectorielle du canal de la station m .

Le signal reçu traverse un filtre spatio-temporel $\mathbf{g}(p)$, $p = 0, \dots, L-1$ avant d'être déséchantillonné et désétaillé :

$$r_1 = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{p=0}^{L-1} s^*(n) c_1(n) \mathbf{g}^H(p) \mathbf{x}(n+p).$$

Lorsque l'on dispose de plusieurs capteurs en réception, le théorème énoncé plus haut reste valable, à condition de remplacer (3) par :

$$\rho^{(m)}(q) = \sum_{p=0}^{L-1} \mathbf{g}^H(p) \mathbf{h}^{(m)}(p-q).$$

Le filtre égaliseur le plus simple à mettre en œuvre est le RAKE 2D, qui consiste à appliquer un récepteur RAKE sur chaque capteur séparément, puis à en additionner les sorties. Dans ce cas, on a $\mathbf{g}(p) = \hat{\mathbf{h}}(p)$ pour les valeurs de p correspondant aux doigts retenus. Ce type de récepteur, optimal en présence de bruit blanc, est très sensible aux interférences.

Il est possible de l'améliorer en procédant au préalable à un blanchiment spatial du signal reçu, puis en effectuant un RAKE 2D adapté au signal blanchi. Cette opération revient à choisir $\mathbf{g}(p) = \hat{\mathbf{R}}_x^{-1} \hat{\mathbf{h}}(p)$, où

$$\hat{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n)$$

représente la matrice de corrélation spatiale empirique du signal reçu. Cette opération peut être vue comme l'application d'un filtre adapté spatial sur chaque doigt du RAKE.

La figure 3 montre les performances obtenues dans le même scénario de simulation que précédemment, avec 1, 2 et 5 capteurs (cette dernière hypothèse est certes peu réaliste pour les mobiles de petite taille mais pourrait être envisageable pour des systèmes embarqués sur véhicule, par exemple). Dans le cas de 2 et 5 capteurs, on compare les performances obtenues avec le RAKE 2D et avec le RAKE 2D blanchi. On observe une amé-

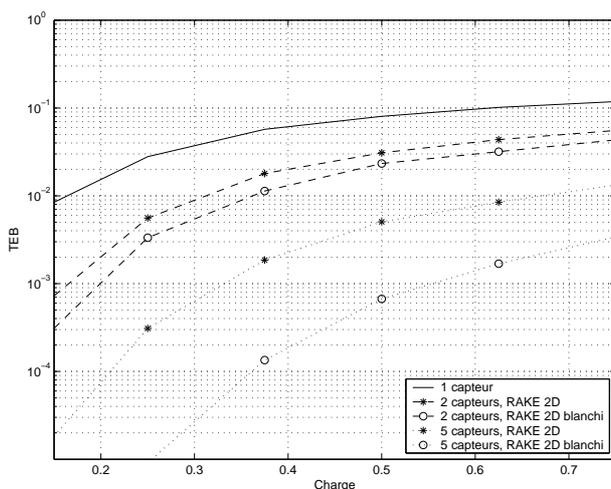


FIG. 3 – Performances pour plusieurs capteurs

lioration significative des performances lorsque le nombre de capteurs augmente : la charge maximum acceptable pour maintenir le taux d'erreur inférieur à $2 \cdot 10^{-2}$ passe de 23% à 40% pour deux capteurs avec un récepteur RAKE 2D et à 48% avec

un RAKE 2D blanchi. Lorsque l'on utilise 5 capteurs, cette charge maximale devient supérieure à 75%. L'amélioration apportée par le blanchiment spatial est plus significative lorsque le nombre de capteurs augmente. En effet, la capacité de réjection des brouilleurs augmente avec la taille de l'antenne.

5 Conclusion

Dans ce papier, nous avons montré que dans un réseau UMTS-FDD, les performances des récepteurs mobiles sont fortement affectées par les interférences intra et extra-cellulaires. L'utilisation d'une antenne munie de deux capteurs et d'un traitement spatial approprié du signal reçu est une solution envisageable permettant parfois de doubler la capacité des cellules.

Le traitement spatial est d'autant plus efficace que le nombre de capteurs de l'antenne est élevé. Ainsi, l'utilisation de 5 capteurs conduit à une amélioration significative des performances du récepteur. Ce type d'antenne pourrait par exemple être utilisé sur des véhicules ou des ordinateurs portables.

Références

- [1] ETSI, Ed., *3GPP, Technical Specifications 3G TS 25.211, Physical Channels and Mapping of Transport Channel onto Physical Channels (FDD)*, Release 99, 2000.
- [2] M. Lenardi and Dirk T.M. Sloock, "A RAKE receiver with intracell interference cancellation for a DS-SSMA synchronous downlink with orthogonal codes," in *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Spring, Tokyo, Japan, May 2000*.
- [3] J.-M. Chaufray, *Détection et démodulation de stations de base dans un réseau UMTS*, Thèse de doctorat, Université de Marne-la-Vallée, 2003.
- [4] R.H. Clarke, "A statistical theory of mobile radio reception," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 47, pp. 987–1000, 1968.