

Estimation entraînée et débruitage dans le mode TDD de l'UMTS

Samson LASAULCE¹, Philippe LOUBATON², Eric MOULINES³ et Soodesh BULJORE¹

¹Centre de Recherche de MOTOROLA – Paris –

91193 Gif-sur-Yvette

²Université de Marne la Vallée, Laboratoire des Systèmes de Communication

³ENST Paris, Département TSI

lasaulce@crm.mot.com

Résumé – Cet article se place dans un contexte de communications radiomobiles tel que le mode TDD. Dans ce type de contexte, on montre qu'il est possible de formaliser le problème de débruitage des réponses impulsionnelles fournies par la procédure classique d'estimation du canal de propagation (aux Moindres Carrés) en utilisant l'approche bayésienne. On montre comment les estimateurs correspondants évitent à la fois les défauts des estimateurs à seuillage dur et peuvent être implantés d'une façon simple et performante (dans le mode TDD par exemple).

Abstract – In this paper we provide a theoretical framework of de-noising for TDD-like mobile radio communication systems. Based on the Bayesian approach, we show how to de-noise channel estimates provided by the Training-based estimation procedure. The proposed schemes allow not only for eliminating major drawbacks of hard thresholding but also for a low complexity implementation.

1. Introduction

1.1 L'estimation de canal

Dans le cadre des communications radiomobiles, on modélise le plus souvent les conditions de propagation par un filtrage linéaire considéré comme stationnaire sur la durée d'une trame de données typiquement. Pour compenser les effets du filtre correspondant sur le signal transmis, il est essentiel voire indispensable d'estimer la réponse impulsionnelle de ce filtre. Pour ce faire, la technique la plus répandue consiste à utiliser une séquence d'apprentissage du canal de propagation, cette séquence de symboles étant connue du récepteur.

Pour appliquer la procédure d'estimation correspondante (dite estimation entraînée), on se fixe une fois pour toutes (pour tous les scénarios de propagation) une longueur maximale du canal de propagation.

1.2 Pourquoi débruiter dans le mode TDD ?

Dans le cas du mode TDD de l'UMTS, pour la raison citée précédemment (**longueur maximale fixée**) et aussi à cause d'une contrainte de complexité propre à la procédure d'estimation de ce mode [1], la longueur maximale du canal global (canal de propagation et filtres d'émission-réception) est de 57 « chips » sur la liaison montante et de 64 chips sur la liaison descendante. En pratique, de tels étalements temporels (60 chips $\approx 15 \mu s$) ne sont que **rarement atteints**

et cela est d'autant plus vrai que le mode TDD devrait fonctionner avant tout dans des environnements de propagation microcellulaires et picocellulaires. Typiquement, pour le canal "Vehicular A" spécifié par l'ETSI, le canal de propagation s'étend sur 10 chips, soit environ 19 chips pour le canal global à estimer. Cela signifie qu'au moins deux tiers (38/57 sur la liaison montante) des coefficients de la réponse impulsionnelle estimée ne contiennent que du bruit d'estimation.

Les performances du détecteur de symbole en aval (ex: MMSE-BL-JD [2]) s'en trouvent fortement affectées: pour un taux d'erreur donné (1 %) on perd plus de 3 dB sur le rapport signal à bruit par rapport au cas "canal parfaitement connu" [3]. Pour éviter cette dégradation consécutive des performances du récepteur, une approche possible consiste à débruiter les réponses impulsionnelles estimées fournies par la procédure entraînée avant de les injecter dans le détecteur de symbole.

2. Le débruiteur primitif

2.1 L'estimation entraînée dans le mode TDD

Dans le mode TDD, chaque trame (« frame ») est divisée en 15 « time slots » qui traduisent le duplex temporel entre la liaison montante et descendante. Dans chacun de ces time slots, les ressources sont réparties entre les utilisateurs par des codes d'étalements (CDMA). Pour chaque utilisateur, une partie du time slot est dédiée à l'estimation de canal. Cette

partie se situant au centre, la séquence d'apprentissage est aussi appelée midamble.

Dans le cas général de la liaison montante, on peut exprimer le signal reçu (\underline{Y}) par une antenne (un capteur) de la station de base comme suit :

$$\underline{Y} = S\underline{g} + \underline{V} \quad (1)$$

S est une matrice de taille $m \times K(l+1)$ contenant les midambles des K utilisateurs actifs par time slot. « \underline{g} » est le vecteur résultant de la concaténation des réponses impulsionnelles à temps discret (contenant chacune d'elle $l+1$ chips) des différents utilisateurs :

$$\underline{g} = [\underline{g}_1^T \dots \underline{g}_K^T]^T \quad (2)$$

Enfin \underline{V} est un bruit complexe additif, gaussien et blanc de variance σ^2 . Le bruit étant blanc et gaussien, la solution de l'estimateur du canal au Maximum de Vraisemblance basé sur l'observation \underline{Y} est aussi celle de l'estimateur aux Moindres Carrés :

$$\hat{\underline{g}} = (S^H S)^{-1} S^H \underline{Y} \quad (3)$$

Dans la suite, (3) sera appelée estimée entraînée des canaux.

Enfin, on peut caractériser les performances de cet estimateur par sa variance d'erreur d'estimation qui est donnée par :

$$E[\|\hat{\underline{g}} - \underline{g}\|^2] = \sigma^2 \text{Tr}(R_s^{-1}) \quad (4)$$

avec $R_s = S^H S$.

2.2 La technique de seuillage dur

D'après (4), à l'estimation d'un coefficient donné du canal $g(i)$ correspond une erreur d'estimation :

$$E[\|\hat{g}(i) - g(i)\|^2] = \sigma^2 \underline{u}_i^T R_s^{-1} \underline{u}_i \quad (5)$$

avec $\underline{u}_i = (0 \dots 010 \dots 0)^T$.

Si l'on estimait $g(i)$ par zéro au lieu de $\hat{g}(i)$, l'erreur d'estimation serait alors égale à l'énergie du coefficient considéré. On s'aperçoit que si celle-ci est inférieure à l'énergie du bruit d'estimation, il vaut mieux remplacer l'estimée de ce coefficient par zéro. C'est le principe du seuillage dur [4].

Une de variantes de cette technique consiste à estimer les énergies des coefficients du canal en utilisant les estimées de canal fournies par plusieurs time slots et de mettre à zéro, dans l'estimée courante, les coefficients dont l'énergie est à plus de 10 dB au-dessous du coefficient le plus énergétique.

Bien que ce type technique de débruitage soit très utilisée en pratique pour sa faible complexité, il possède néanmoins quelques inconvénients majeurs :

- Le seuil est très souvent choisi de manière très empirique (ex : -10 dB) et ne repose donc pas sur des arguments théoriques.
- L'estimateur à seuillage dur n'est pas consistant, ce qui signifie en pratique que les coefficients estimés de canal qui sont « sous le seuil » ne sont pas pris en compte

même dans de bonnes conditions de transmission (fort rapport signal à bruit en particulier).

- Le débruitage peut être qualifié de « non complet ». En effet, la procédure de seuillage dur ne « tente » pas de débruiter les coefficients sélectionnés.
- Enfin, la technique de seuillage dur ne permet pas d'exploiter pleinement les connaissances statistiques éventuelles sur le canal.

Dans ce qui suit, nous nous proposons de fournir des estimateurs pour lesquels ces défauts sont moins marqués, tout en proposant des solutions de complexité réduite.

3. Vers des débruiteurs intelligents

3.1 Les hypothèses utiles

En vue de proposer des débruiteurs plus performants, nous allons exploiter pour chacun des estimateurs proposés une ou plusieurs des hypothèses suivantes :

- (a) Le canal est considéré comme un processus stochastique complexe et gaussien (le module de chacun des coefficients suit une loi de Rayleigh).
- (b) Il existe une base dans laquelle le vecteur canal a un nombre réduit de composantes significatives.
- (c) Les coefficients du canal sont décorrélés entre eux.
- (d) Les séquences d'apprentissages des différents utilisateurs ont des propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélations idéales ($R_s = m^{-1}I$).

Selon la nature du canal et le niveau de complexité admis par le système, nous nous proposons de montrer quelle est la stratégie de débruitage qui convient le mieux au problème posé.

3.2 Les stratégies correspondantes

3.2.1 L'approche bayésienne

On peut s'apercevoir qu'une bonne façon de débruiter en utilisant les connaissances statistiques sur le canal est d'adopter une approche bayésienne [5] (Cf. hypothèse (a)).

La technique de seuillage dur étant équivalente à une procédure de pondération binaire [4], c'est-à-dire qu'elle revient à pondérer les coefficients estimés par un poids de l'ensemble $\{0,1\}$, on peut légitimement penser qu'une pondération continue (sur l'intervalle $[0,1]$) devrait conduire à de meilleures performances. Le canal étant considéré comme un processus stochastique, on peut montrer assez facilement que pondérer l'estimée entraînée par une matrice (W) minimisant la variance de l'estimateur à débruitage

$$W = \arg \min_w E[\|W \hat{\underline{g}} - \underline{g}\|^2] \quad (5)$$

est équivalent à maximiser la Probabilité A Posteriori $P(g/Y)$ lorsque « \underline{g} » est effectivement un processus gaussien :

$$\tilde{\underline{g}} = W \hat{\underline{g}} = \arg \max_{\underline{g}} P(\underline{g}/Y) \quad (6)$$

avec W qui s'exprime par

$$W = [R_g + \sigma^2 R_s^{-1}]^{-1} R_g \quad (7)$$

et enfin

$$R_g = E[\underline{g} \underline{g}^H] \quad (8)$$

Dans tout ce qui suit, nous supposons que le canal est gaussien (a) et donc que la « meilleure » approche de débruitage consiste à maximiser la Probabilité A Posteriori.

3.2.2 L'approximation de rang réduit

Si l'on suppose l'hypothèse (b) vérifiée, on peut améliorer les performances de l'estimateur bayésien donné en 3.2.1 en n'estimant que les coefficients du canal « exprimé » dans une nouvelle base. Si une telle base existe, \underline{g} peut s'écrire comme combinaison linéaire $\underline{\gamma}$ d'un nombre réduit (noté p) de vecteurs mis en colonne dans la matrice P tel que

$$\underline{g} = P \underline{\gamma} \quad (9)$$

Pour chaque time slot on ne cherche donc que $\underline{\gamma}$ et P est supposée constante sur l'horizon choisi (incluant tous les time slots utilisés pour la procédure d'estimation).

En maximisant $P(\underline{\gamma}/Y)$ par rapport à $\underline{\gamma}$, on montre que :

$$\underline{\tilde{\gamma}} = (\sigma^2 R_\gamma^{-1} + P^H R_s P)^{-1} R_s \hat{\underline{g}} \quad (10)$$

avec

$$R_\gamma = E[\underline{\gamma} \underline{\gamma}^H] \quad (11)$$

Pour ce qui est du choix des vecteurs constituant « P », on montre la meilleure base (nombre de paramètres significatifs minimal) pour représenter un vecteur de composantes gaussienne est une base de Karhunen-Loeve [6]. Pour trouver « P », il suffit donc d'extraire les vecteurs propres associées aux « p » plus grandes valeurs propres de la matrice (8).

Enfin, si la relation (9) n'est pas parfaitement vraie, ce qui est généralement le cas, on peut toujours approximer le signal reçu tel que :

$$\underline{Y} \approx SP \underline{\gamma} + \underline{V} \quad (12)$$

ce que nous appelons approximation de rang réduit.

3.2.3 Exploitation des propriétés de corrélation

A ce stade de l'étude, on se rend bien compte que contrairement aux estimateurs à seuillage dur, les estimateurs proposés peuvent exploiter pleinement les connaissances statistiques sur le canal. Cependant, ceci se fait au prix d'un apport en complexité conséquent. D'après (7), il faut en effet inverser une matrice de la taille de (8) qui peut atteindre typiquement 456 sur la liaison montante (avec 8 utilisateurs pour une longueur maximale du canal de 57 chips). D'après [6], on doit également effectuer une décomposition propre d'une matrice de la même taille.

Il s'avère que si les hypothèses (c) et (d) sont vérifiées par le système de communication considéré (dans notre cas le système TDD), il est possible de réduire de manière drastique la complexité des estimateurs proposés.

En effet, si (c) et (d) sont vérifiées, (8) et R_s sont alors diagonales et (7) se ramène à un problème mono-

dimensionnel. Le problème de débruitage se ramène à une simple pondération individuelle de chacun des coefficients de l'estimée entraînée par un facteur scalaire de « fiabilité ».

Si de plus le système est en mesure de supporter une décomposition propre, on peut alors aussi simplifier (10).

Dans le paragraphe suivant, nous montrons comment se simplifie l'estimateur bayésien en tenant compte de ces hypothèses. Pour l'estimateur bayésien à approximation de rang réduit, le raisonnement est identique.

3.2.4 Estimation bayésienne mono-dimensionnelle

Si l'on note $\delta_i^{(k)}$ la pondération scalaire du i -ème coefficients de la réponse impulsionnelle estimée de l'utilisateur k , on montre que :

$$\delta^{(k)}(i) = E_i^{(k)} / [E_i^{(k)} + \sigma_{est}^2] \quad (13)$$

où

$$E_i^{(k)} = E[|g(i)|^2] \text{ et } \sigma_{est}^2(i) = \sigma^2 \underline{u}_i^T R_s \underline{u}_i \quad (14)$$

En pratique, les énergies des coefficients du canal ainsi que la variance du bruit d'estimation doivent être estimées.

Cependant, même si l'on suppose la variance du bruit connue et que le nombre d'échantillons est grand (grand nombre de time slots), l'estimateur proposé possède le défaut suivant : l'énergie de chacun des coefficients du canal étant estimée à partir des $\hat{g}(i)$, celle-ci contient donc aussi l'énergie du bruit. En particulier, l'énergie estimée d'un coefficient tend vers la variance du bruit pour les retards où il n'y a pas ou peu de signal et donc l'estimée de $\hat{\delta}^{(k)}(i)$ tend vers $1/2$. Pour supprimer cet inconvénient, il suffit de modifier l'estimateur comme suit :

$$\hat{\delta}^{(k)}(i) = [\hat{E}_i^{(k)} - \hat{\sigma}_{est}^2] / \hat{E}_i^{(k)} \quad (15)$$

Pour estimer la variance du bruit d'estimation, une solution relativement fiable, consiste à utiliser les énergies estimées les plus faibles qui contiennent, a priori, essentiellement du bruit. En particulier, cette solution est d'autant plus fiable que la longueur des canaux a été surestimée. En effet, les « queues » des estimées ne contiennent que du bruit. Ceci donne sur la liaison montante :

$$\hat{\sigma}_{est}^2 = (1/KQ) \sum_k \sum_q \hat{E}_{i(k,q)}^{(k)} \quad (15)$$

K étant le nombre d'utilisateurs actifs, Q le nombre de coefficients considérés comme du pur bruit et enfin $i(k,q)$ les indices de ces coefficients.

3.3 Bilan

Les estimateurs que nous proposons permettent, en exploitant les hypothèses (a)-(d), d'atténuer voire d'éliminer les quatre principaux défauts des estimateurs à seuillage dur.

En particulier, l'estimateur bayésien mono-dimensionnel

- ne repose que sur des arguments théoriques (exception faite de l'estimation de la variance du bruit),
- est consistant (la pondération vaut 1 pour tous les coefficients dans le cas sans bruit)

- tente de débruiter les coefficients (pondération inférieure à 1 et la pondération tend vers 0 pour les coefficients purement bruités lorsque le nombre d'échantillons augmente)
- exploite la densité de probabilité du canal.

4. Résultats expérimentaux

4.1 Conditions de simulations

Notre chaîne de transmission a été implantée sous Matlab et selon les spécification de l'ETSI [7].

Les canaux de transmissions testés sont : ETRIB (indoor, retard max = 700 ns), ETRVA (vehicular, retard max = 2510 ns) et ETRPB (pedestrian, retard max = 3700 ns). Les simulations sont réalisées sur la liaison montante qui communique avec 4 utilisateurs par time slot. Il n'y a pas de codage de canal. La vitesse des mobiles est de 3 km/h. Enfin, les taux d'erreurs sont évalués sur 1000 time slots chacun contenant 122 symboles d'information (QPSK) et 512 chips pour le midamble.

4.2 Quelques résultats de simulations

Sur la figure 1, nous avons comparé les performance du détecteur MMSE-JD-BL pour l'estimation entraînée seule, avec seuillage dur (seuil à -10 dB), avec l'estimateur bayésien mono-dimensionnel et enfin avec la connaissance du canal. Dans tous les cas, la variance du bruit est supposée connue. Le canal simulé est ETRVA et M=21 time slots sont utilisés pour les procédures d'estimation. Il en ressort que l'estimateur proposé permet de gagner plus de 1 dB par rapport au seuillage dur pour des taux d'erreurs inférieurs à 2%. Ce gain augmente avec le rapport signal sur bruit ; on retrouve le phénomène de consistance.

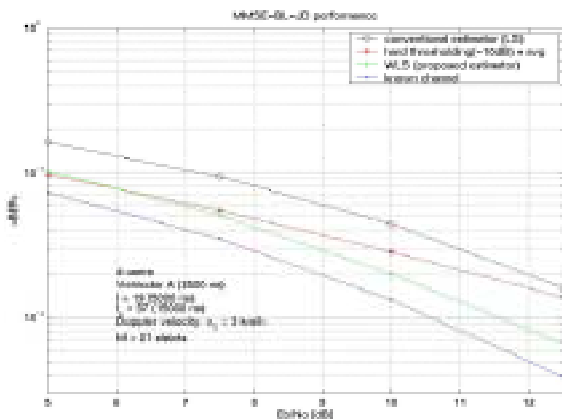


FIG. 1 : performances des différents estimateurs

Sur la simulation précédente, on constate que même un nombre réduit de time slots permet d'atteindre des gains significatifs. Dans le tableau ci-dessous, nous montrons l'influence de M sur le gain apporté par l'estimateur bayésien mono-dimensionnel par rapport à l'estimateur entraîné (canal ETRVA).

TAB. 1 : influence du nombre de time slots sur le gain estimateur bayésien 1D / estimateur entraîné

M	11	21	61
Gain [dB] à BER=2%	1.6	2	2.2

Il est également intéressant d'observer l'influence du canal de propagation sur les performances du récepteur muni du débruiteur à seuillage dur ou de l'estimateur bayésien mono-dimensionnel (Tableau 2). On constate que pour un taux d'erreur de 2%, le gain apporté par le nouvel estimateur est d'autant plus grand que l'étalement temporel du canal est grand. Ceci est dû au fait que l'estimateur à seuillage dur ne sélectionne que les trajets de « fortes » énergies, alors que les canaux tels que ETRPB contiennent des trajets de puissances d'un niveau intermédiaire entre les trajets puissants et la variance du bruit d'estimation.

TAB. 2 : influence du type de canal sur le gain estimateur bayésien 1D / estimateur à seuillage dur

Environnement	ETRIB	ETRVA	ETRPB
Gain [dB] à BER=2%	0.7	1.2	1.6

5. Conclusion

Les stratégies de débruitage que nous proposons se basent sur des arguments théoriques et des hypothèses bien vérifiées par les systèmes réels. Les estimateurs, tel que l'estimateur bayésien mono-dimensionnel sont à la fois performants (typiquement 1dB de gain sur l'estimateur à seuillage) et simples à implanter (multiplication scalaire par une fiabilité des coefficients estimés aux Moindres Carrés).

Références

- [1] B. Steiner et P. Jung. *Optimum and Suboptimum Channel Estimation for Uplink of CDMA Mobile Radio Systems with Joint Detection*. European Transactions Telecommunications Related Techniques, vol. 5, 1994.
- [2] A. Klein, G. Kaleh et P. Baier. *ZF and MMSE equalization for multiuser detection in CDMA channels*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 45(2), May 1996.
- [3] S. Lasaulce, K. Gosse, E. Moulines et P. Loubaton. *Performance of a semi-blind receiver for the uplink of the UMTS-TDD mode*. VTC 1999, Amsterdam.
- [4] D. Donoho et I. Johnstone. *Ideal spatial adaptation by wavelet shrinkage*. Biometrika 1994, 81, 3.
- [5] N. Ben Rached et J-L. Dornstetter. *Time weighted transmission channel estimation*. Brevet déposé WO9847239. Nortel Matra.
- [6] S. Mallat. *A wavelet tour of signal processing*. Academic Press, 1999.
- [7] 3G TS 25.221. *Physical Channels and Mapping of Transport Channels onto Physical Channels*. 3GPP TSG RAN WG1, version 3.2.0, mars 2000.