

Performances en Démodulation d'une Technique d'Estimation du Canal Multicapteurs sous Contrainte de Rang : Résultats Expérimentaux

Hussam KASSEM¹, Philippe FORSTER²

¹CNAM

Laboratoire Electronique et Communication, CNAM, 2 rue Conté, 75141 Paris cedex 03, France

²Université Paris 10

GEA, Pôle Scientifique de l'Université Paris 10, 1 chemin Desvallières, 92410 Ville d'Avray, France

kassem@cnam.fr, Philippe.FORSTER@cva.u-paris10.fr

Résumé - Cet article traite de l'estimation, au sens du Maximum de Vraisemblance, de la Réponse Impulsionnelle Multicapteurs dans un système de communication mobile dont les stations de base sont équipées des réseaux d'antennes. Le problème suivant est résolu : à partir d'une séquence d'apprentissage, trouver la réponse impulsionnelle multicapteurs au sens du maximum de vraisemblance reliant un mobile à la station de base sous contrainte de rang en présence de bruit gaussien de matrice de covariance inconnue. Cette méthode trouve des applications dans la démodulation (l'estimée du canal sous contrainte de rang peut être utilisée dans l'Algorithme de Viterbi), et les résultats expérimentaux sur signaux réels démontrent le gain en performances comparé à l'utilisation de l'estimée de la réponse impulsionnelle MMSE habituelle.

Abstract - This paper deals with the Maximum Likelihood Estimation of the multichannel impulse response in a mobile communication system whose base stations are equipped with antennas arrays. The following problem is solved : using the training sequence, find the maximum likelihood multichannel impulse response from one mobile to the base station under a reduced rank constraint in the presence of gaussian noise and jammers with unknown covariance matrix. This method finds applications in demodulation (the reduced rank channel estimate can be used in a Viterbi Algorithm), and experimental results using real signals demonstrate its high performance compared with the standard MMSE multichannel estimate.

1. Introduction

Depuis quelques années on s'intéresse à l'utilisation de réseaux d'antennes multicapteurs à la station de base dans les systèmes de communication mobile afin d'augmenter la capacité des liens montant (qui est l'objet de cet article) et descendant. Lorsque les interférences co-canal à la station de base sont gaussiennes, le démodulateur optimal est bien connu : c'est le Maximum Likelihood Sequence Estimator (MLSE) dans sa version multicapteurs lorsque la station de base est équipée de plusieurs antennes. Sa mise en œuvre nécessite toutefois la connaissance des réponses impulsionnelles liant le mobile à démoduler aux antennes de la station de base : celles-ci doivent être estimées, et la qualité de cette estimation a bien entendu des répercussions sur les performances du démodulateur. Dans cet esprit, la prise en compte des particularités de la propagation par trajets multiples du mobile à la BTS permet, ainsi que nous le verrons, d'affiner l'estimation des réponses impulsionnelles, et par conséquent d'améliorer la démodulation. Dans le cadre d'un système de communication de type TDMA comme le GSM, nous décrivons dans cet article une technique d'estimation de canal sous contrainte de rang par la méthode du maximum de vraisemblance en présence d'interférences gaussiennes de matrice de covariance inconnue [1]. L'objet de ce papier est

d'étudier l'intérêt et la validité de cette technique sur signaux réels.

La section 2 rappelle brièvement la méthode proposée d'estimation de canal multicapteurs, et la section 3 présente son application au critère MLSE. Les résultats expérimentaux sont donnés dans la section 4.

2. Méthode d'Estimation du Canal Multicapteurs

Considérons un système de communication de type TDMA dont les stations de base sont équipées d'un réseau de M antennes. Les signaux reçus à la station de base sont corrompus par les interférences co-canal et le bruit des récepteurs. Le signal échantillonné en sortie des antennes s'écrit ainsi durant la séquence d'apprentissage du i^{ieme} burst (cf. FIG. 1) :

$$\mathbf{y}_i(t) = \mathbf{H}_i \mathbf{x}_i(t) + \mathbf{e}_i(t) \quad (1)$$

où :

- \mathbf{H}_i $M \times q$ est la réponse impulsionnelle supposée finie du canal lors du i^{ieme} burst;
- $\mathbf{x}_i(t) = [x_i(t) \dots x_i(t - q + 1)]^T$ est la séquence d'apprentissage émise par le mobile d'intérêt;
- $\mathbf{e}_i(t)$ désigne les interférences et le bruit ;

- . t varie de 1 à N_b (longueur de la séquence d'apprentissage ;
- . l varie de 1 à L (nombre de bursts reçus).

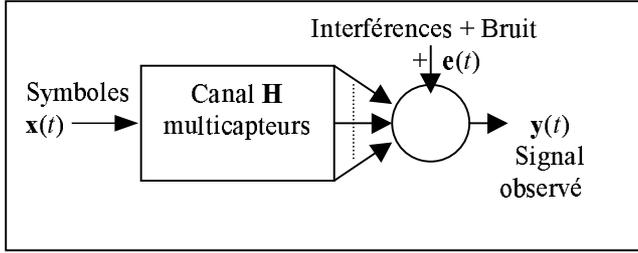


FIG. 1 : Modèle du système en Bande de Base

La liaison entre un mobile et la station de base se fait par des trajets caractérisés par des directions d'arrivée, des retards de propagation et des atténuations complexes. On suppose dans cet article que les trajets sont discrets, que leur nombre P reste *constant* sur une durée de L bursts et que leurs directions d'arrivée ne *varient* pas. Toutefois, du fait du déplacement du mobile d'un burst à l'autre, les atténuations complexes le long des différents trajets varie d'un burst à l'autre. On est ainsi conduit au modèle suivant [1] :

$$\mathbf{H}_l = \mathbf{A} \mathbf{B}_l \quad (2)$$

où \mathbf{A} est la matrice $M \times P$ des vecteurs directionnels et \mathbf{B}_l est une matrice $P \times q$ complexe dont les éléments dépendent de la forme d'onde utilisée, des retards de propagation et des atténuations le long des différents trajets. On pose :

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \mathbf{H}_2 \dots \mathbf{H}_L] = \mathbf{A} [\mathbf{B}_1 \mathbf{B}_2 \dots \mathbf{B}_L] \quad (3)$$

Par la suite, les hypothèses suivantes seront exploitées dans l'estimation des réponses impulsionnelles.

Hypothèse 1 : la matrice $M \times Lq$ des réponses impulsionnelles $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \mathbf{H}_2 \dots \mathbf{H}_L]$ est de rang P , où le nombre P de trajets satisfait $P < \min(M, Lq)$.

Hypothèse 2 : Le bruit $\mathbf{e}_l(t)$ est complexe gaussien, centré, circulaire, temporellement blanc, de covariance \mathbf{Q} inconnue :

$$E[\mathbf{e}_l(t_1) \mathbf{e}_l^H(t_2)] = \mathbf{Q} \delta_{t_1 t_2}$$

$$E[\mathbf{e}_l(t) \mathbf{e}_l^T(t)] = 0$$

où « T » et « H » désignent respectivement la transposée et la transposée conjuguée.

Hypothèse 3 : Les signaux émis par le mobile d'intérêt $\mathbf{x}_l(t)$ sont connus (séquence d'apprentissage).

Formulation du Problème : A partir de L bursts reçus de données, on se propose de calculer l'estimée de rang P $\hat{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{H}}_1 \hat{\mathbf{H}}_2 \dots \hat{\mathbf{H}}_L]$ au sens du maximum de vraisemblance de

$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \mathbf{H}_2 \dots \mathbf{H}_L]$ ainsi que l'estimée $\hat{\mathbf{Q}}$ de la matrice de covariance des interférences et du bruit \mathbf{Q} .

Solution du Problème : Introduisons les matrices suivantes :

$$\hat{\mathbf{R}}_{yy|l} = \frac{1}{N_b} \sum_{t=1}^{N_b} \mathbf{y}_l(t) \mathbf{y}_l^H(t), \quad (4)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx|l} = \frac{1}{N_b} \sum_{t=1}^{N_b} \mathbf{x}_l(t) \mathbf{x}_l^H(t), \quad (5)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{yx|l} = \frac{1}{N_b} \sum_{t=1}^{N_b} \mathbf{y}_l(t) \mathbf{x}_l^H(t), \quad (6)$$

$$\hat{\mathbf{W}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L (\hat{\mathbf{R}}_{yy|l} - \hat{\mathbf{R}}_{yx|l} \hat{\mathbf{R}}_{xx|l}^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{yx|l}^H) = \hat{\mathbf{W}}^{1/2} \hat{\mathbf{W}}^{H/2}, \quad (7)$$

$$\tilde{\mathbf{R}} = \frac{1}{L} \hat{\mathbf{W}}^{-1/2} \left(\sum_{l=1}^L \hat{\mathbf{R}}_{yx|l} \hat{\mathbf{R}}_{xx|l}^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{yx|l}^H \right) \hat{\mathbf{W}}^{-H/2}. \quad (8)$$

Soit $\hat{\Pi}_s$ le projecteur sur le sous-espace engendré par les vecteurs propres correspondant aux P valeurs propres les plus grandes de $\tilde{\mathbf{R}}$, et $\hat{\Pi}_n = \mathbf{I}_M - \hat{\Pi}_s$ le projecteur sur celui engendré par les vecteurs propres correspondant aux $(M-P)$ valeurs propres les plus petites restantes. Alors les estimées au sens du maximum de vraisemblance de \mathbf{H}_l de rang P et de \mathbf{Q} valent :

$$\hat{\mathbf{H}}_l = \hat{\mathbf{W}}^{1/2} \hat{\Pi}_s \hat{\mathbf{W}}^{-1/2} \hat{\mathbf{R}}_{yx|l} \hat{\mathbf{R}}_{xx|l}^{-1}, \quad (9)$$

$$\hat{\mathbf{Q}} = \hat{\mathbf{W}} + \hat{\mathbf{W}}^{1/2} \hat{\Pi}_n \tilde{\mathbf{R}} \hat{\Pi}_n \hat{\mathbf{W}}^{H/2}. \quad (10)$$

REMARQUE 1 : en l'absence de contrainte de rang sur \mathbf{H} (moindres carrés), les estimées au sens du maximum de vraisemblance de \mathbf{H}_l et \mathbf{Q} se réduisent à :

$$\hat{\mathbf{H}}_l = \hat{\mathbf{R}}_{yx|l} \hat{\mathbf{R}}_{xx|l}^{-1}, \quad (11)$$

$$\hat{\mathbf{Q}} = \hat{\mathbf{W}}. \quad (12)$$

On note que $\hat{\mathbf{R}}_{yx|l} \hat{\mathbf{R}}_{xx|l}^{-1}$ dans (11) est l'estimation au sens des moindres carrés de \mathbf{H}_l obtenu en minimisant l'erreur quadratique moyenne (EQM) :

$$EQM = \sum_{t=1}^{N_b} \|\mathbf{y}_l(t) - \mathbf{H}_l \mathbf{x}_l(t)\|^2. \quad (13)$$

REMARQUE 2 : L'estimée (9) peut être utilisée à des fins de goniométrie dans un algorithme de type MUSIC, ou encore à des fins de démodulation : cette deuxième application fait l'objet du travail qui suit en utilisant l'estimée du canal dans le MLSE.

3. Application à la Démodulation par le Critère MLSE

Désignons par $[x'_1(l), \dots, x'_1(N'_b)]$ les N'_b symboles inconnus de données transmis lors du l^{ieme} burst, posons $\mathbf{x}'_l(t) = [x'_1(t) \dots x'_1(t-q+1)]^T$, et notons $\mathbf{y}'_l(t)$ les signaux

capteurs correspondants. Alors le MLSE est obtenu en utilisant nos estimées $\hat{\mathbf{H}}_l$ et $\hat{\mathbf{Q}}$ et en minimisant la fonction suivante par rapport aux symboles inconnus :

$$f_{\hat{\mathbf{Q}}}(x'_1(1)...x'_1(N'_b)) = \sum_{t=1}^{N'_b} (\mathbf{y}'_1(t) - \hat{\mathbf{H}}_l \mathbf{x}'_1(t))^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} (\mathbf{y}'_1(t) - \hat{\mathbf{H}}_l \mathbf{x}'_1(t)) \quad (14)$$

Un critère équivalent peut être développé en remplaçant dans l'équation précédente $\hat{\mathbf{Q}}$ (10) par $\hat{\mathbf{W}}$ (7). En effet, l'inverse de $\hat{\mathbf{Q}}$ (10) peut s'écrire :

$$\hat{\mathbf{Q}}^{-1} = \hat{\mathbf{W}}^{-1} + \hat{\mathbf{W}}^{-H/2} \hat{\mathbf{U}}_n [(\mathbf{I} + \hat{\mathbf{U}}_n^H \tilde{\mathbf{R}} \hat{\mathbf{U}}_n)^{-1} - \mathbf{I}] \hat{\mathbf{U}}_n^H \hat{\mathbf{W}}^{-1/2}, \quad (15)$$

où $\hat{\mathbf{U}}_s$ et $\hat{\mathbf{U}}_n$ sont les matrices $M \times P$ et $M \times (M-P)$ dont les colonnes forment des bases orthonormales des espaces dits respectivement source et bruit :

$$\hat{\mathbf{H}}_s = \hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{U}}_s^H ; \hat{\mathbf{H}}_n = \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H ; \hat{\mathbf{H}}_s + \hat{\mathbf{H}}_n = \mathbf{I}$$

Sachant que d'après (9)

$$\hat{\mathbf{U}}_n^H \hat{\mathbf{W}}^{-1/2} \hat{\mathbf{H}}_l = \hat{\mathbf{U}}_n^H \hat{\mathbf{H}}_s \hat{\mathbf{W}}^{-1/2} \hat{\mathbf{R}}_{yxl} \hat{\mathbf{R}}_{xcl}^{-1} = 0,$$

on obtient alors :

$$f_{\hat{\mathbf{Q}}}(x'_1(1)...x'_1(N'_b)) = f_{\hat{\mathbf{W}}}(x'_1(1)...x'_1(N'_b)) + \sum_{t=1}^{N'_b} \mathbf{y}'_1(t)^H \hat{\mathbf{W}}^{-H/2} \hat{\mathbf{U}}_n [(\mathbf{I} + \hat{\mathbf{U}}_n^H \tilde{\mathbf{R}} \hat{\mathbf{U}}_n)^{-1} - \mathbf{I}] \hat{\mathbf{U}}_n^H \hat{\mathbf{W}}^{-1/2} \mathbf{y}'_1(t) \quad (16)$$

Comme le deuxième terme du second membre de (16) ne dépend pas des symboles émis, on en déduit que les minimisations de $f_{\hat{\mathbf{W}}}$ et $f_{\hat{\mathbf{Q}}}$ sont équivalentes.

L'optimisation de (14) par rapport aux symboles inconnus peut être faite par l'Algorithme de Viterbi comme décrit dans [2].

4. Résultats Expérimentaux

Les résultats présentés dans ce paragraphe ont été obtenus à partir de signaux réels. Le signal transmis est de type OQAM binaire (Offset Quadrature Amplitude Modulation). En réception il est échantillonné à deux échantillons par symbole en bande de base. Le réseau d'antennes est circulaire et constitué de $M=10$ capteurs équi-repartis et omnidirectionnels. Le rayon R de l'antenne vérifie $R=0.7\lambda$, λ étant la longueur d'onde. Chaque burst est constitué de 125 bits et admet la structure suivante:

T	D	S	Tr	S	D	T	G
---	---	---	----	---	---	---	---

FIG. 2 : Structure d'un Burst

où:

- T = 4 bits de queue ;
- D = 32 bits de données inconnus ;
- S = 5 bits de signalisation inconnus ;
- Tr = 30 bits constituant la séquence d'apprentissage ;
- G = 13 bits de garde.

Le rythme symbole est de 450 kbits/s, la durée d'un burst vaut 277.78 μ s, et la fréquence porteuse est de 810 MHz .

Nous sommes dans un milieu urbain, le canal est sélectif en fréquence et la durée de sa réponse impulsionnelle est estimée à $q = 4$ temps symbole (8.89 μ s).

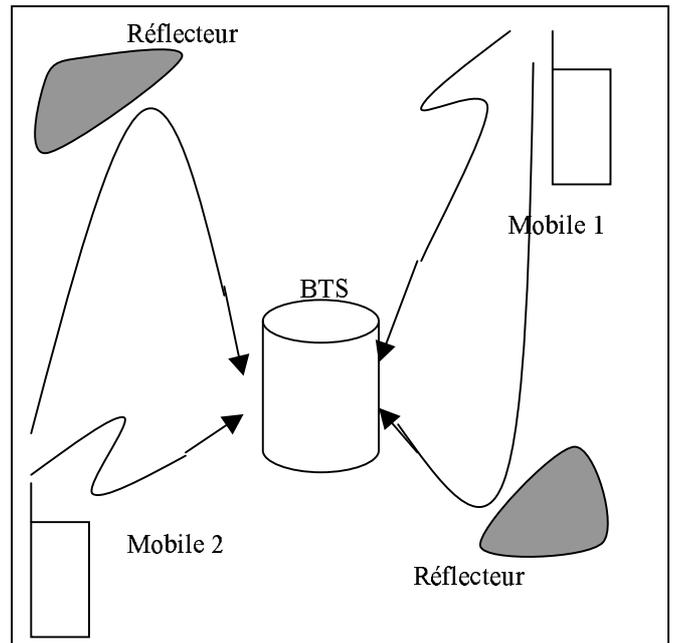


FIG. 3 : BTS avec un réseau d'antennes circulaire

L'estimée au sens du maximum de vraisemblance de la réponse impulsionnelle du canal est obtenue en traitant les séquences d'apprentissage de 50 à 100 bursts. Deux types de démodulation sont comparés :

- le MLSE en utilisant $\hat{\mathbf{H}}_l$ (11) estimée au sens des moindres carrés et la covariance de bruit $\hat{\mathbf{W}}$ (7) calculées sur un burst.
- le MLSE en utilisant $\hat{\mathbf{H}}_l$ (9) estimée au sens du maximum de vraisemblance avec ou sans contrainte de rang et la covariance du bruit $\hat{\mathbf{W}}$ (7), les quantités étant estimées sur 50 à 100 bursts.

Les 10 capteurs reçoivent les signaux émis par deux mobiles et les taux d'erreurs sont calculés en démodulant 3200 données (cf. FIG. 3).

Les mobiles communiquent avec la station de base distante de 1 km. Les valeurs propres de $\tilde{\mathbf{R}}$ (8) fournies dans la table 1 et calculées à partir de 100 bursts montrent

que $\tilde{\mathbf{R}}$ a 3 valeurs propres dominantes pour le mobile 1 et une valeur propre dominante pour le mobile 2. Les mobiles 2 et 1 sont donc liés à la BTS respectivement par un et trois trajets: des contraintes de rang 1 et 3 sont donc appropriées pour les mobiles 2 et 1 respectivement.

TAB 1 : Valeurs Propres de $\tilde{\mathbf{R}}$ (8)

N° des Valeurs Propres	Mobile 1	Mobile 2
1	30.20	22.04
2	14.00	1.10
3	7.00	0.43
4	1.87	0.38
5	1.35	0.33
6	0.81	0.31
7	0.50	0.29
8	0.41	0.25
9	0.29	0.23
10	0.20	0.20

TAB 2 : BER du mobile 1

	MMSE (1 seul burst traité)	MLSE avec ou sans contrainte de Rang (100 bursts traités)
BER Estimé	0.35 % (11 erreurs)	Rang=3 BER=0 % (0 erreur)
		Rang=10 BER=0 % (0 erreur)

TAB 3 : BER du mobile 2

	MMSE (1 seul burst traité)	MLSE avec ou sans contrainte de Rang (100 bursts traités)
BER Estimé	3.1 % (97 erreurs)	Rang=1 BER= 0.09 % (3 erreurs)
		Rang=10 BER=1.8 % (58 erreurs)

Mobile 1 : l'estimation de la covariance des brouilleurs et du bruit $\hat{\mathbf{W}}$ sur 100 bursts sans contrainte (rang =10) réduit le nombre d'erreurs de 11 à 0. Ce résultat reste essentiellement vrai avec une contrainte de rang = 3 (0 erreur), (cf. TAB 2).

Mobile 2 : l'estimation de la covariance des brouilleurs et du bruit $\hat{\mathbf{W}}$ sur 100 bursts et sans contrainte (rang =10) réduit le nombre d'erreurs de 97 à 58. Une forte baisse supplémentaire du taux d'erreurs est obtenue en appliquant une contrainte de rang = 1 : le nombre d'erreurs baisse alors de 97 à 3, (cf. TAB 3).

Ainsi, les résultats obtenus sur le mobile 2 démontrent sur signaux réels l'intérêt de la méthode d'estimation de canal proposée : l'estimation effectuée sur 100 bursts avec une contrainte de rang 1 fait chuter le taux d'erreur d'un facteur 30 par rapport à une estimation sur un burst sans contrainte de rang.

5. Conclusion

Nous avons présenté dans cet article l'application sur signaux réels, à des fins de démodulation, d'une méthode d'estimation du canal de propagation reliant un utilisateur désiré à une station de base multicapteurs en présence de brouilleurs. Cette méthode exploite une éventuelle limitation du rang de la réponse impulsionnelle multicapteurs résultant d'un nombre restreint de directions d'arrivée et tient compte aussi de la stationnarité des directions d'arrivée sur plusieurs bursts successifs. On constate d'après les résultats que l'application de la méthode avec contrainte de rang peut apporter une forte baisse du taux d'erreurs comparée à l'estimation de la réponse impulsionnelle par moindres carrés MMSE sur un burst, une réduction d'un facteur 30 a été observée dans certains essais.

6. Remerciement

Les auteurs remercient Joël Thibaut de Thomson CSF Communication pour ces informations concernant les signaux expérimentaux utilisés dans cet article.

Références

- [1] P. Forster, T. Asté, « *Maximum Likelihood Multichannel Estimation Under Reduced Rank Constraint* », ICASSP'98, Seattle.
- [2] P. Vila, F. Pipon, D. Pirez, L. Fety, « *MLSE Antenna Diversity Equalization of a Jammed Frequency-Selective Fading Channel* », EUSIPCO'94, sept. 1994, pp. 1516-1519.
- [3] M. Viberg, P. Stoica, « *Maximum Likelihood Parameter and Rank Estimation in Reduced-Rank Multivariate Linear Regressions* », IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 44, N° 12, dec. 1996, pp. 3069-3078.