

Réduction de l'interférence inter-symboles dans les méthodes de formation de faisceaux sur voie descendante

G. ANDRIEUX¹, J.F. DIOURIS¹ et Y. WANG¹

¹IRCCyN UMR 6597, Division SETRA, Ecole polytechnique de l'université de Nantes,
Site de la Chantrerie, rue Christian Pauc, BP 50609, 44306 Nantes cedex 3

guillaume.andrieux@polytech.univ-nantes.fr

Résumé – La formation de faisceaux est utilisée dans les systèmes de télécommunications radio-mobiles afin de réduire l'interférence multi-utilisateur (IMU) sur la voie descendante. Souvent, l'objectif des différentes méthodes de formation de faisceaux proposées est de réduire l'IMU alors que l'interférence inter-symboles (IIS) n'est pas considérée. L'objectif de cette communication est de proposer une méthode utilisant une formation de voies spatio-temporelle originale, réduisant conjointement ces deux types d'interférences.

Abstract – In cellular mobile radio systems, transmit beamforming are used to reduce the Multiple Access Interference (MAI) in the downlink. Currently, the objective of these methods is to reduce the MAI and the Inter-Symbol Interference (ISI) is not taken into account. The purpose of this paper is to propose a new method which uses frequency-selective beamformers to reduce jointly the MAI and the ISI.

1. Contexte

Dans les systèmes de communications radio-mobiles et notamment sur la liaison descendante de l'UMTS, les performances sont limitées par l'interférence multi-utilisateur (IMU) et par l'interférence inter-symboles (IIS), toutes deux dues à la dispersion temporelle du canal de transmission.

En mode TDD (*Time Division Duplex*), une bonne réciprocity entre le canal de la liaison montante et celui de la liaison descendante peut être supposée [1]. Plusieurs méthodes de traitement d'antenne, utilisant l'information sur le canal déduite de la voie montante, ont donc été proposées [2], [3], [4] et [5]. Nous avons eu l'occasion de tester un certain nombre de ces méthodes sur des données réelles obtenues durant le projet européen SATURN (Smart Antenna Technology in Universal bRoadband wireless Network) [6] et [7]. Il s'est avéré que les méthodes de formation de voies étaient les plus robustes aux imperfections sur la connaissance du canal [7] et [8].

Pour l'instant, ces méthodes ont été développées uniquement pour minimiser l'interférence multi-utilisateur et ne tiennent pas compte de l'interférence inter-symboles. Nous proposons donc, dans cette communication, une formation de voies spatio-temporelle originale, réduisant conjointement ces deux types d'interférences.

Dans un premier temps, nous présentons la formulation du problème ainsi que la méthode classique de formation de faisceaux généralisée. Nous modifions ensuite cette méthode afin de prendre en compte, non seulement l'IMU, mais aussi l'IIS. Finalement, nous faisons apparaître l'avantage de cette nouvelle méthode à travers différentes simulations.

2. La formation de faisceaux

2.1 Principe

Le principe des techniques de formation de voies, également appelées techniques de « beamforming », est d'optimiser le RSIB (Rapport Signal à Interférences plus Bruit) reçu par chaque mobile en tenant compte des différents canaux de propagation de chaque utilisateur. Ces techniques permettent d'augmenter la capacité du réseau sur voie descendante tout en améliorant la qualité de service. Leur principe est illustré à la figure 1.

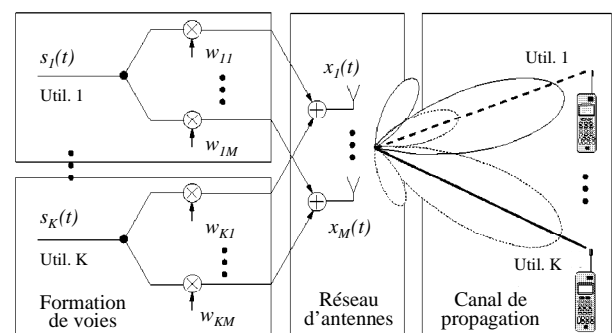


FIG. 1 : principe d'émission

En adaptant chaque signal source transmis sur chaque antenne par une pondération judicieusement choisie, il est possible d'obtenir un faisceau directionnel pour transmettre le signal utile vers l'utilisateur désiré et réduire l'IMU. Cette interférence est le facteur le plus limitant dans les communications CDMA car tous les utilisateurs émettent simultanément dans la même bande de fréquence.

2.2 Formulation du problème

En utilisant les notations de la figure 1, nous pouvons écrire $\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \cdots x_M(t)]^T$, le vecteur signal transmis par le réseau d'antennes de la manière suivante :

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{j=1}^K \mathbf{w}_j(t) * s_j(t) \quad (1)$$

où :

- s_j représente la séquence des données destinées à l'utilisateur j ,
- K est le nombre d'utilisateurs alloués à la station de base,
- $\mathbf{w}_j = [w_{j1} \cdots w_{jM}]^T$ est le vecteur des pondérations du réseau d'antennes à déterminer pour l'utilisateur j ,
- M est le nombre d'antennes du réseau à la station de base,
- $*$ représente le produit de convolution.

En considérant que la représentation en bande de base d'un canal sélectif en fréquence peut être décrite par un filtre à réponse impulsionnelle finie, le signal total reçu au mobile k s'écrit :

$$r_k(t) = \mathbf{h}_k^T(t) * \sum_{j=1}^K \mathbf{w}_j(t) * s_j(t) + n_k(t) \quad (2)$$

où $\mathbf{h}_k(t) = [h_{k1}(t) \cdots h_{kM}(t)]^T$ est le vecteur des réponses impulsionnelles du canal entre la station de base et le mobile k et n_k est un bruit blanc additif Gaussien.

Supposons que le canal et le filtre de transmission possèdent respectivement $L_h + 1$ et $L_w + 1$ coefficients. Ceux-ci peuvent être rangés respectivement dans un vecteur $\mathbf{w}_k = [\mathbf{w}_k^T(0), \mathbf{w}_k^T(1), \dots, \mathbf{w}_k^T(L_w)]^T$ et dans une matrice de convolution \mathbf{H}_k de dimensions $[(L_h + L_w + 1) \times M(L_w + 1)]$ définie par :

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_k^T(0) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \mathbf{h}_k^T(0) & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_k^T(L_h) & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \mathbf{h}_k^T(L_h) & \vdots & \mathbf{h}_k^T(0) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{h}_k^T(L_h) \end{bmatrix} \quad (3)$$

En utilisant ces notations, le signal reçu au mobile k s'exprime de la manière suivante :

$$r_k(t) = \sum_{j=1}^K \mathbf{w}_j^T \mathbf{H}_k^T \begin{bmatrix} s_j(t) \\ s_j(t-1) \\ \vdots \\ s_j(t-L_h-L_w) \end{bmatrix} + n_k(t) \quad (4)$$

$$r_k(t) = \sum_{j=1}^K \mathbf{w}_j^T \mathbf{H}_k^T \mathbf{s}_j(t) + n_k(t) \quad (5)$$

Il est possible de le décomposer en trois parties :

$$r_k(t) = \underbrace{\mathbf{w}_k^T \mathbf{H}_k^T \mathbf{s}_k(t)}_{\text{Signal}} + \underbrace{\sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{w}_j^T \mathbf{H}_k^T \mathbf{s}_j(t)}_{\text{Interférence (IMU)}} + \underbrace{n_k(t)}_{\text{Bruit}} \quad (6)$$

La composante désirée $r_{k,d}(t)$ du signal $r_k(t)$ est obtenue lorsque $j=k$. Les autres termes, représentant les signaux interférents destinés aux autres utilisateurs, ainsi que le bruit sont regroupés dans $r_{k,c}(t)$.

En considérant la normalisation $E\{s_k(t)\overline{s_k(t)}\} = 1$, le RSIB moyen du mobile k est donné par :

$$RSIB_k = \frac{E\{|r_{k,d}(t)|^2\}}{E\{|r_{k,c}(t)|^2\}} = \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_k \mathbf{w}_k}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{w}_j^H \mathbf{R}_k \mathbf{w}_j + \sigma_{n_k}^2} \quad (7)$$

où $\sigma_{n_k}^2 = E\{n_k(t)\overline{n_k(t)}\}$ représente la variance du bruit et \mathbf{R}_k est la matrice de covariance du canal entre l'utilisateur k et le réseau d'antennes. Cette matrice est définie par l'équation suivante :

$$\mathbf{R}_k = E[\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k] \quad (8)$$

2.3 La formation de faisceaux généralisée

Le principe de la formation de faisceaux généralisée est de réduire l'IMU en maximisant le rapport entre la puissance du signal utile reçu par l'utilisateur spécifique et la puissance des interférences transmises vers les autres utilisateurs.

Dans ce cas, le vecteur des pondérations appliqué à l'utilisateur k est déterminé par :

$$\mathbf{w}_k = \arg \max_{\mathbf{w}_k} \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_k \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \left(\sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{R}_j \right) \mathbf{w}_k} \quad (9)$$

La solution de ce problème d'optimisation est donnée par le vecteur propre associé à la valeur propre maximale généralisée (d'où le nom de la méthode).

Ce vecteur des pondérations peut également être déterminé par :

$$\begin{cases} \mathbf{w}_k = \arg \min_{\mathbf{w}_k} \mathbf{w}_k^H \left(\sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{R}_j \right) \mathbf{w}_k \\ \text{s.c. } \mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_k \mathbf{w}_k = 1 \end{cases} \quad (10)$$

Afin de réduire l'excès de puissance émise, il est nécessaire d'introduire un coefficient de régularisation α . Finalement, le vecteur des pondérations pour le mobile k est donné par :

$$\mathbf{w}_k = \arg \max_{\mathbf{w}_k} \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_k \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \mathbf{R}_j + \alpha \mathbf{I} \right) \mathbf{w}_k} \quad (11)$$

α détermine un compromis entre la puissance d'émission et la suppression du signal interférant émis vers les mobiles connus de la station de base.

En se référant à [3], le paramètre α est arbitrairement choisi à 10 % de la puissance totale émise vers les autres mobiles de la cellule considérée, ce qui donne :

$$\alpha = \frac{0.1}{M} \text{Tr} \left[\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \mathbf{R}_j \right] \quad (12)$$

où M représente le nombre d'antennes de la station de base.

Cette méthode a donc l'avantage de réduire l'interférence multi-utilisateur, mais ne prend pas en compte l'interférence inter-symboles. De plus, les filtres d'émission spatio-temporels réintroduisent une dispersion temporelle dont l'influence n'est pas contrôlée.

2.4 La nouvelle formation de faisceaux

L'IMU a été isolée grâce à l'équation (6). D'après les équations (4) et (6), la composante désirée du signal reçu au mobile k est donnée par :

$$r_{k,d}(t) = \mathbf{w}_k^T \mathbf{H}_k^T \begin{bmatrix} s_k(t) \\ s_k(t-1) \\ \vdots \\ s_k(t-L_h-L_w) \end{bmatrix} \quad (13)$$

Ce signal se décompose en deux parties, l'une contenant le signal utile et l'autre représentant l'IIS comme le montre l'équation suivante :

$$r_{k,d}(t) = \underbrace{\mathbf{w}_k^T \mathbf{H}_k^T}_{\text{Signal utile}} \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ s_k(t-L_w) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} + \underbrace{\mathbf{w}_k^T \mathbf{H}_k^T}_{\text{Interférence (IIS)}} \begin{bmatrix} s_k(t) \\ \vdots \\ s_k(t-L_w+1) \\ 0 \\ s_k(t-L_w-1) \\ \vdots \\ s_k(t-L_h-L_w) \end{bmatrix} \quad (14)$$

A partir de l'équation précédente, il est possible de proposer une nouvelle méthode, dont le principe est de séparer la matrice de convolution du canal \mathbf{H}_k en deux sous-matrices $\mathbf{H}_{u,k}$ et $\mathbf{H}_{iis,k}$. La première regroupe les termes générant le signal utile alors que la deuxième regroupe ceux générant l'interférence inter-symboles :

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{H}_{u,k} + \mathbf{H}_{iis,k} \quad (15)$$

Ces deux matrices peuvent s'écrire de la manière suivante :

$$\mathbf{H}_{u,k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ \mathbf{h}_k^T(L_w) & \mathbf{h}_k^T(L_w-1) & \cdots & \mathbf{h}_k^T(0) \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\mathbf{H}_{iis,k} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_k^T(0) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \mathbf{h}_k^T(0) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_k^T(L_w-1) & \mathbf{h}_k^T(L_w-2) & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ \mathbf{h}_k^T(L_w+1) & \mathbf{h}_k^T(L_w) & \cdots & \mathbf{h}_k^T(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_k^T(L_h) & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \mathbf{h}_k^T(L_h) & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{h}_k^T(L_h) \end{bmatrix} \quad (17)$$

Le nouveau vecteur des pondérations est donc défini par la formule suivante :

$$\mathbf{w}_k = \arg \max_{\mathbf{w}_k} \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{u,k} \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \left(\alpha \mathbf{I} + \mathbf{R}_{iis,k} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \mathbf{R}_j \right) \mathbf{w}_k} \quad (18)$$

avec $\mathbf{R}_{u,k} = E [\mathbf{H}_{u,k}^H \mathbf{H}_{u,k}]$ et $\mathbf{R}_{iis,k} = E [\mathbf{H}_{iis,k}^H \mathbf{H}_{iis,k}]$

3. Simulations et résultats

3.1 Simulation mono-utilisateur

Pour mettre en évidence l'intérêt de la nouvelle méthode, nous avons choisi, tout d'abord, d'effectuer une simulation mono-utilisateur haut-débit. En effet, lors d'une communication avec un seul utilisateur, il n'y a pas d'IMU et l'IIS est importante en haut-débit puisque le facteur d'étalement est faible. Les résultats de cette simulation sont présentés figure 2.

Nous pouvons remarquer que la présence de l'IIS dans le cas de la méthode généralisée se traduit par une saturation de la courbe de probabilité d'erreurs. Par contre, pour la nouvelle méthode, la saturation a fortement diminué grâce à la réduction de l'IIS.

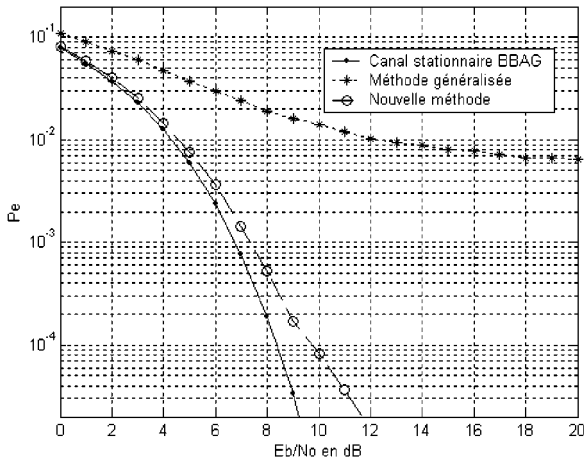


FIG. 2 : performance des méthodes pour une simulation mono-utilisateur

3.2 Simulation multi-utilisateur

La simulation mono-utilisateur a mis en évidence l'efficacité de notre méthode qui apporte une réduction de l'IIS. Cependant, il ne faut pas oublier l'objectif premier de la formation de faisceaux qui est de diminuer l'IMU. Il est donc nécessaire d'effectuer une simulation multi-utilisateur afin de montrer que l'IIS et l'IMU sont conjointement réduites. Pour les résultats de la figure 3, la station de base possède quatre antennes et communique simultanément avec quatre utilisateurs.

La présence de l'IIS et de l'IMU dans le cas de la méthode généralisée se traduit encore par une saturation de la courbe de probabilité d'erreurs. L'IMU a été réduite grâce au traitement d'antenne, mais pas l'IIS. Pour la nouvelle méthode, une diminution du niveau de saturation est obtenue. Ce résultat traduit bien le fait que cette nouvelle méthode prend effectivement en compte à la fois l'IMU et l'IIS.

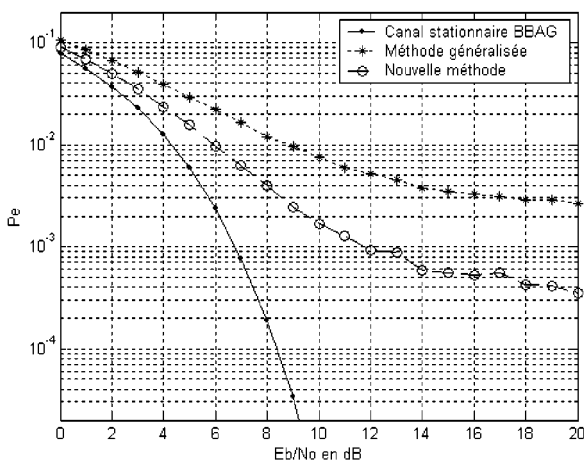


FIG. 3 : performance des méthodes pour une simulation multi-utilisateur

4. Conclusion

L'objectif des approches traditionnelles de formation de faisceaux proposées est de réduire l'IMU alors que l'IIS n'est pas prise en compte. Pour palier à ce problème, une nouvelle méthode, basée sur la classique formation de faisceaux généralisée, a été présentée. Son efficacité est démontrée dans le cas d'une communication mono-utilisateur, afin de valider son influence sur l'IIS, puis dans le cas d'une communication multi-utilisateur pour confirmer que les deux types d'interférences sont prises en compte.

Références

- [1] 3rd Generation Partnership Project. Physical channels and mapping of transport channels on to physical channels (TDD). *3G TS 25.221 v3.3.0*, Juin 2000.
- [2] D. Gerlach and A. Paulraj, Base station transmitting antenna arrays for multipath environments, *Signal Processing*, vol. 54, pp. 59 -73, 1996.
- [3] M. Bengtsson and B. Ottersten. Optimal downlink beamforming using semidefinite optimisation. *In Proc.37th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing*, Sept. 1999.
- [4] A. Papathanassiou, M. Meurer, T. Weber, P.W. Baier : A novel multiuser transmission scheme requiring no channel estimation and no equalization at the mobile stations for the downlink of TD-CDMA operating in the TDD mode, Boston,VTC 2000.
- [5] M. Schubert and H. Boche, "Downlink beamforming for TD/CDMA multipath channels", in *Proceedings of International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing (ICASSP'00)*, Istanbul, Turkey, pp. 2993 -2996, 2000.
- [6] Deliverable D421, "Algorithm report", IST SATURN Project, WP4.
- [7] Deliverable D432, "Exploitation report", IST SATURN Project, WP4.
- [8] G. Andrieux, J.F. Diouris and Y. Wang, "Channel time variation effects on transmit beamforming in the TDD mode of UMTS", in *Proceedings of International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'02)*, Lisbon, Portugal, Sept. 2002