

Traitement d'antenne sur la voie descendante pour un système de communications avec mobiles (GSM)

Thierry ASTÉ¹, Philippe FORSTER¹, Luc FÉTY¹, Sylvie MAYRARGUE², Joël THIBAUT³

¹Conservatoire National des Arts et Métiers, 292 rue Saint Martin, F-75141 Paris Cedex 03

²Centre National d'Etudes des Télécommunications, 38-40 rue du Général Leclerc, F-92794 Issy Moulineaux Cedex 9

³Thomson-CSF Communications, 66 rue du Fossé Blanc, BP 156, F-92131 Gennevilliers Cedex

aste,forster,fety@cnam.fr,
sylvie.mayrargue@cnet.francetelecom.fr,joel.thibault@tcc.thomson-csf.fr

Résumé – Cet article traite de la problématique induite par le duplex fréquentiel (FDD) lorsque l'on désire mettre en œuvre un traitement d'antenne (contexte AMRS, Accès Multiple à Répartition Spatiale) à la station de base (BTS) sur la voie descendante d'un système de communications radiomobiles cellulaires (typiquement le système GSM). Plusieurs solutions seront proposées, et de premiers résultats expérimentaux résultant de l'implantation de certaines de ces solutions dans un démonstrateur temps-réel seront présentés.

Abstract – This papers deals with overcoming the induced difficulties of FDD (Frequency Division Duplex) on downlink beamforming for an SDMA cellular communication system (typically GSM). It suggests several solutions and presents first experimental results after implementing some of them in a real time prototype.

1 Problématique

1.1 Modélisation du canal radiomobile

Soit M le nombre de capteurs de la station de base. Le canal liant le mobile aux capteurs peut être vu comme une somme de rayons, de réponse impulsionnelle ($M \times 1$) :

$$\mathbf{h}(t, f_c) = \sum_n \beta_n(t, f_c) \delta(t - \tau_n(t, f_c)) \mathbf{d}(\theta_n(t, f_c), f_c), \quad (1)$$

où chaque rayon est caractérisé par son délai τ_n , son amplitude complexe β_n , et sa direction d'arrivée (DOA) à la station θ_n , paramètres dépendant a priori du temps et de la fréquence f_c de la porteuse, dont dépend aussi $\mathbf{d}(\theta_n, f_c)$, le vecteur directionnel associé à la direction θ_n .

En considérant un système TDMA (GSM), le canal sera supposé constant durant la transmission de chaque paquet. Entre deux paquets indexés par b , les coefficients β_n seront supposés aléatoires, indépendants, gaussiens complexes circulaires. Par contre, τ_n et θ_n , dépendant des variations sur le long terme de la géométrie du canal, seront supposés constants sur l'horizon temporel considéré :

$$\mathbf{h}^{(b)}(t, f_c) = \sum_n \beta_n^{(b)}(f_c) \delta(t - \tau_n(f_c)) \mathbf{d}(\theta_n(f_c), f_c), \quad (2)$$

1.2 Fréquences montante et descendante

D'après (2), le canal dépend explicitement de la fréquence f_c . Or un système FDD utilise deux fréquences différentes pour les liens montant et descendant, respectivement f^{Rx}

et f^{Tx} . La géométrie globale du canal en termes de puissance moyenne, retard, et DOA des trajets peut être supposée indépendante de la fréquence employée, d'où :

$$\mathbf{h}^{(b)}(t, f_c) = \sum_n \beta_n^{(b)}(f_c) \delta(t - \tau_n) \mathbf{d}(\theta_n, f_c) \quad (3)$$

$$E \left[|\beta_n^{(b)}(f^{Rx})|^2 \right] = E \left[|\beta_n^{(b)}(f^{Tx})|^2 \right] = p_n \quad (4)$$

1.3 Problématique

D'après (3), des différences subsistent entre les liens montant et descendant. Or la seule connaissance dont on puisse disposer à la station avant d'émettre à f^{Tx} résulte du traitement préalable réalisé en réception, donc à f^{Rx} . Comment, dans ces conditions, émettre au mieux de façon directive, de la BTS vers les mobiles ?

2 Solutions

2.1 Critère d'émission

Le critère proposé exploite les invariants du canal résumés par (3) et (4). Il consiste à trouver l'ensemble des filtres d'émissions à appliquer aux messages à destination de tous les mobiles présents, de sorte que le message reçu par chacun puisse s'expliquer au mieux comme une version filtrée (les mobiles disposent d'un égaliseur) du message qui lui est destiné [1].

Un tel critère s'avère **purement spatial** et est équivalent à la maximisation du rapport moyen (sur **plusieurs paquets consécutifs**), entre la puissance utile reçue par

le mobile visé, indexé u , et la puissance interférente générée sur les mobiles voisins [2] (RSIC, Rapport Signal à Interférence Croisée).

Il peut, sous contrainte de puissance P_u reçue au niveau de chaque mobile u , s'optimiser séparément pour chacun d'entre eux et le jeu de pondérations optimal \mathbf{w}_u^{Tx} s'écrit :

$$\mathbf{w}_u^{Tx} = \arg \left(\max_{\mathbf{w}} \left(\frac{\mathbf{w}^* \frac{1}{P_u} \mathbf{R}_u^{Tx} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^* \left(\sum_{i \neq u} \frac{1}{P_i} \mathbf{R}_i^{Tx} \right) \mathbf{w}} \right) \right), \quad (5)$$

où \mathbf{R}^{Tx} désigne pour chaque mobile la covariance du canal descendant correspondant, T la période symbole :

$$\mathbf{R}^{Tx} = \frac{1}{T} E \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{h}^{(b)}(t, f^{Tx}) \mathbf{h}^{(b)*}(t, f^{Tx}) dt \right] \quad (6)$$

$$= \frac{1}{T} \sum_n p_n \mathbf{d}(\theta_n, f^{Tx}) \mathbf{d}^*(\theta_n, f^{Tx}) \quad (7)$$

Or la seule connaissance dont on pourrait disposer est relative au lien montant :

$$\mathbf{R}^{Rx} = \frac{1}{T} \sum_n p_n \mathbf{d}(\theta_n, f^{Rx}) \mathbf{d}^*(\theta_n, f^{Rx}) \quad (8)$$

On constate que sous les hypothèses résumées par (4) et (5), la seule différence entre (7) et (8) réside dans les vecteurs directionnels $\mathbf{d}(\theta, f_c)$. On propose alors trois solutions pour surmonter cette différence : la **synthèse de diagramme**, la **transposition de fréquence**, et la **goniométrie sélective**.

2.2 Synthèse de diagramme [3]

En optimisant le critère (5) à f^{Rx} grâce aux estimées des matrices (8) réalisées sur le lien montant, on obtiendrait un jeu de pondérations \mathbf{w}_u^{Rx} et un diagramme de rayonnement à la fréquence montante $D_u(\theta) = |\mathbf{w}_u^{Rx*} \mathbf{d}(\theta, f^{Rx})|^2$.

Ce diagramme, si on pouvait le réaliser à f^{Tx} , assurerait une bonne performance (quoique sous-optimale) puisque le traitement est basé sur la géométrie de propagation des trajets, supposée la même aux deux fréquences. $D_u(\theta)$ peut alors être considéré comme un objectif à atteindre à f^{Tx} par le biais d'une optimisation, en minimisant par exemple par rapport à \mathbf{w} :

$$\int_0^{2\pi} (10 \log_{10}(|\mathbf{w}^* \mathbf{d}(\theta, f^{Tx})|^2) - 10 \log_{10}(D_u(\theta)))^2 d\theta \quad (9)$$

La minimisation en dB assure un meilleur respect des zéros de rayonnement en direction des autres mobiles et sera réalisée par un algorithme de type Gauss-Newton.

2.3 Transposition de fréquence [4]

Pour une antenne de type circulaire et sous certaines hypothèses, nous avons prouvé l'existence d'un opérateur matriciel \mathbf{T} de dimension $(M \times M)$, tel que :

$$\forall \theta, \quad \mathbf{T} \mathbf{d}(\theta, f^{Rx}) = \mathbf{d}(\theta, f^{Tx}) \quad (10)$$

Dès lors, d'après (7) et (8), on voit aisément que quel que soit le mobile considéré :

$$\mathbf{T} \mathbf{R}^{Rx} \mathbf{T}^* = \mathbf{R}^{Tx} \quad (11)$$

En pratique, \mathbf{T} sera estimé au sens des moindres carrés à partir des tables de calibration de l'antenne aux fréquences montante et descendante.

2.4 Goniométrie sélective [5]

Cette méthode permet en même temps d'améliorer l'estimée de la réponse du canal sur le lien montant traditionnellement réalisée au sens des moindres carrés, notamment en présence de brouilleurs, au moyen d'un estimateur à contrainte de rang. On peut alors remonter explicitement à l'information (p_n, θ_n) du seul mobile considéré (goniométrie sélective) grâce au traitement du lien montant. Cette goniométrie suppose que les DOAs soient constantes et discrètes.

Considérons les réponses impulsionnelles à f^{Rx} correspondant à B paquets successifs reçus à la station de base en provenance de tous les mobiles, échantillonnées et indexées par b . On les concatène dans une seule matrice $\mathbf{H}^{Rx} = [\mathbf{H}^{Rx}(1) \dots \mathbf{H}^{Rx}(b)]$. En notant $\mathbf{s}(k)$ la séquence de référence de l'utilisateur considéré, agencée de façon convenable et supposée constante d'un paquet à l'autre, et $\mathbf{x}(k, b)$ les N signaux capteurs correspondant à la réception de cette seule séquence, on peut définir :

$$\hat{\mathbf{R}}_{ss} = N^{-1} \sum_{k=1}^N \mathbf{s}(k) \mathbf{s}^*(k), \quad (12)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(b) = N^{-1} \sum_{k=1}^N \mathbf{x}(k, b) \mathbf{x}^*(k, b), \quad (13)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{xs}(b) = N^{-1} \sum_{k=1}^N \mathbf{x}(k, b) \mathbf{s}^*(k), \quad (14)$$

$$\hat{\mathbf{W}} = B^{-1} \sum_{b=1}^B \left(\hat{\mathbf{R}}_{xx}(b) - \hat{\mathbf{R}}_{xs}(b) \hat{\mathbf{R}}_{ss}^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{xs}^*(b) \right), \quad (15)$$

$$\tilde{\mathbf{R}} = B^{-1} \hat{\mathbf{W}}^{-1/2} \left(\sum_{b=1}^B \hat{\mathbf{R}}_{xs}(b) \hat{\mathbf{R}}_{ss}^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{xs}^*(b) \right) \hat{\mathbf{W}}^{-*/2} \quad (16)$$

En notant $\hat{\mathbf{\Pi}}_s$ le projecteur sur les P plus grandes valeurs propres de $\hat{\mathbf{R}}$ et $\hat{\mathbf{\Pi}}_n = \mathbf{I} - \hat{\mathbf{\Pi}}_s$, l'estimée de rang P au sens du maximum de vraisemblance de chaque réponse consécutive s'écrit :

$$\hat{\mathbf{H}}^{Rx}(b) = \mathbf{W}^{1/2} \hat{\mathbf{\Pi}}_s \mathbf{W}^{-1/2} \hat{\mathbf{R}}_{xs}(b) \hat{\mathbf{R}}_{ss}^{-1} \quad (17)$$

Si $P = M$ alors $\hat{\mathbf{\Pi}}_s = \mathbf{I}$ et on retrouve l'estimateur au sens des moindres carrés. Lorsque les DOAs sont discrètes on peut alors utiliser le fait que $\hat{\mathbf{\Pi}}_n \hat{\mathbf{W}}^{-1/2} \mathbf{d}(\theta_n, f^{Rx}) = 0$ pour estimer les DOAs et puissances des trajets via un algorithme de type MUSIC. Le pseudo-spectre s'écrit alors :

$$h(\theta) = \frac{\mathbf{d}^*(\theta, f^{Rx}) \hat{\mathbf{W}}^{-1} \mathbf{d}(\theta, f^{Rx})}{\mathbf{d}^*(\theta, f^{Rx}) \hat{\mathbf{W}}^{-*/2} \hat{\mathbf{\Pi}}_n \hat{\mathbf{W}}^{-1/2} \mathbf{d}(\theta, f^{Rx})} \quad (18)$$

On notera qu'il est nécessaire d'estimer le rang grâce à une analyse des valeurs propres de $\hat{\mathbf{R}}$. Lorsque les DOAs sont discrètes, ce rang vaut le nombre de DOAs et le lien avec la goniométrie est clair. Les estimées de p_n et θ_n pourront alors être injectées dans (8) et le critère pourra être optimisé.

Dans le cas contraire (DOAs diffuses à la station de base), un tel lien n'est plus évident : autant l'estimateur à contrainte de rang demeure valable, autant son application à la goniométrie sélective devient hasardeuse. Les méthodes de synthèse de diagramme et de transposition de fréquence ne font aucune hypothèse sur le caractère discret ou non des DOAs et peuvent toujours être mises en œuvre en utilisant l'estimateur à contrainte de rang, qui améliore nettement la qualité de l'estimée en présence de brouilleurs, comme en témoigne la figure 1.

3 Résultats

Toutes les résultats qui suivent supposent la présence à la station de base d'une antenne circulaire munie de 10 capteurs, de rayon 26 cm, car c'est le type d'antenne qui a été implanté en pratique dans le prototype temps-réel. Cette antenne se prêtant bien à la transposition de fréquence, et la synthèse de diagramme donnant des résultats équivalents pour une complexité plus élevée [1], cette dernière ne sera pas envisagée.

3.1 Résultats théoriques

– Contrainte de rang

Afin d'illustrer l'intérêt de l'estimateur à contrainte de rang, on simule trois mobiles de type GSM selon les conditions énoncées dans le tableau 1 avec des canaux à deux directions prépondérantes diffuses (Bad Urban), de puissance égale (le rapport signal à bruit de chacun des mobiles sera supposé égal à 20 dB).

La figure 1 met en évidence, sur le premier capteur, l'apport de la contrainte de rang par rapport à l'estimateur au sens des moindres carrés. La figure 2 présente les résultats en goniométrie pour le mobile 2, sur 50 essais de 50 paquets consécutifs.

– Simulation globale

On reprend les conditions du tableau 1 avec des canaux à deux directions prépondérantes diffuses (Bad Urban), de puissance égale. On réemet vers ces trois mobiles avec la même puissance.

Les résultats sont présentés dans le tableau 2 pour les mobiles 1 et 2 (faute de place), en termes de RSIC et RSI (Rapport Signal à Interférence, Croisée ou non), en utilisant l'estimateur à contrainte de rang (RR) et l'estimateur au sens des moindres carrés (LMS), avec et sans

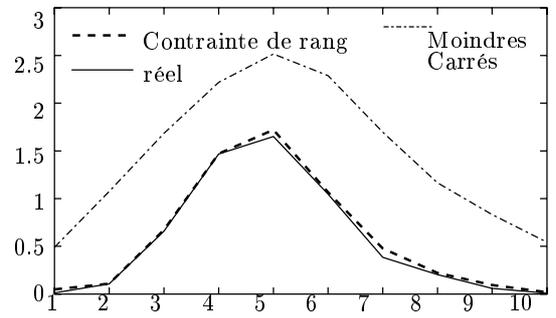


FIG. 1: Estimée à contrainte de rang, capteur 1

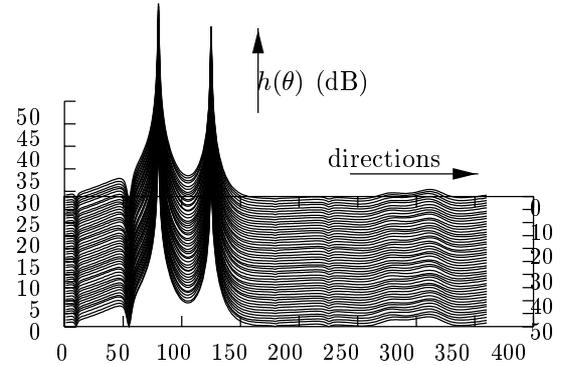


FIG. 2: Goniométrie sélective, mobile 2

transposition (référence), ou encore en estimant les DOAs (donc implicitement avec contrainte de rang).

Source	mobile 1	mobile 2	mobile 3
Type	GMSK	GMSK	GMSK
Séquence	TSC0	TSC1	TSC2
DOAs	10° 55°	80° 125°	180° 225°
Diffusion	+/- 5 degrés		
Canal	TU	TU	TU
puissance (dB)	0	0	0

TAB. 1: Conditions de simulation

On constate une supériorité conséquente de la transposition sur l'estimation des DOAs et de l'estimateur à contrainte de rang sur celui des moindres carrés comme le laissait augurer la figure 1. Ceci peut être explicité par la diffusion des trajets, comme le montre la figure 3, qui présente les diagrammes obtenus pour le mobile 1, par transposition et par estimation des DOAs, et visualise la diffusion des trajets.

Il faut aussi noter que le nombre de trajets a été supposé correctement estimé, et que l'on n'a pas oublié de trajets par exemple, ce qui pourrait avoir des conséquences très néfastes en pratique.

3.2 Résultats expérimentaux

Le démonstrateur RAMEAU [6] a été réalisé par le CNET et Thomson-CSF conjointement afin d'étudier des techniques pour les systèmes AMRS. Il est constitué d'une station de base et de trois stations mobiles que l'on peut embarquer à bord de véhicules. Au jour d'aujourd'hui le

mobile	1		2	
RSIC/RSI	RSIC	RSI	RSIC	RSI
estimation DOA	12	14	13	14
transposition (RR)	15	16	18	19
référence (RR)	12	12	14	14
transposition (LMS)	12	11	8	12
référence (LMS)	10	9	6	10

TAB. 2: RSIC et RSI (dB), simulation globale

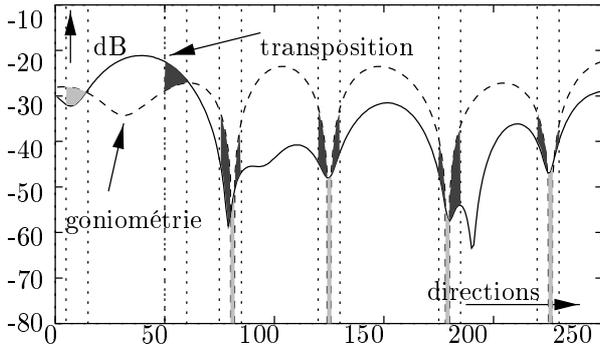


FIG. 3: Diagrammes mobile 1, diffusion

critère d'émission (5) a été implanté ainsi que la méthode de transposition de fréquence.

L'estimateur employé sur le lien montant est un estimateur conventionnel au sens des moindres carrés, réalisé en présence de brouilleurs lorsque tous les mobiles sont présents. Cet estimateur sera mis en œuvre conjointement avec la transposition de fréquence.

L'estimateur à contrainte de rang n'a hélas pas encore pu être implanté, cependant il existe dans le protocole de RAMEAU un intervalle de temps récurrent, dédié à la goniométrie, où chaque mobile émet seul tour à tour. Nous exploiterons cet intervalle pour réaliser une estimation de DOA. L'absence de brouilleurs place cette méthode dans des conditions plus favorables que celles de la transposition qui travaille avec l'estimateur au sens des moindres carrés en présence de brouilleurs.

Les expérimentations ont été menées aux environs du CNET à Issy Les Moulineaux, avec un mobile dans la rue Séverine et un autre sur les toits du CNET qui joue le rôle de brouilleur. Les résultats pour les deux approches sont présentés sur les figures 4 et 5. Elles semblent confirmer l'inadéquation de la goniométrie au modèle, évoqué à la section précédente (ce qui n'empêche pas la goniométrie d'avoir des applications potentielles très importantes).

4 Conclusion

Les premiers résultats expérimentaux présentés prouvent la validité des approches envisagées. De plus amples campagnes de mesures doivent cependant être menées, de même que l'implantation de l'estimateur à contrainte de rang dans le prototype temps-réel.

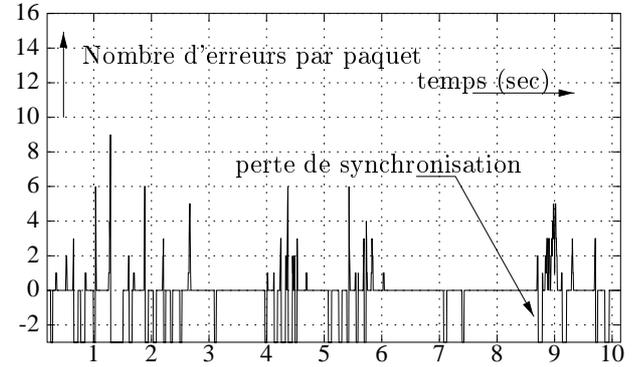


FIG. 4: Goniométrie et IT dédié

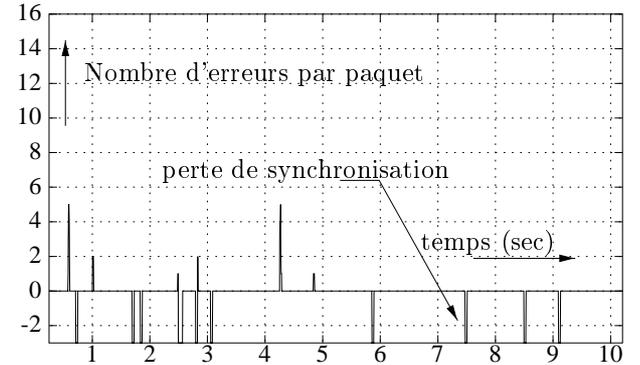


FIG. 5: Transposition et Moindres Carrés

Références

- [1] T. Asté, P. Forster, L. Féty, S. Mayrargue. *Down-link beamforming for cellular mobile communications (GSM system)*. Annales des Télécommunications, vol. 53(11-12), pp. 49-57, 1999.
- [2] D. Gerlach et A. Paulraj. *Base station transmitting antenna arrays for multipath environments*. IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 54(1), pp. 59-74, Avril 1996.
- [3] T. Asté, P. Forster, L. Féty, S. Mayrargue. *Down-link pattern synthesis for TDMA/FDD cellular mobile communications*. European Signal Proceedings Conference, 1998.
- [4] T. Asté, P. Forster, L. Féty, S. Mayrargue. *Down-link beamforming avoiding DOA estimation for cellular mobile communications* Proceedings IEEE Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 6, pp. 3313-3317, Mai 1998.
- [5] P. Forster et T. Asté. *Maximum likelihood multichannel estimation under reduced rank constraint*. Proceedings IEEE Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 6, pp. 3317-3320, Mai 1998.
- [6] J.J. Monot, J. Thibault, P. Chevalier, F. Pipon, S. Mayrargue, A. Lévy, *A fully programmable prototype for the experimentation of the SDMA concept and use of smart antennas for UMTS and GSM/DCS1800 networks*. International Conference on Telecommunications, Juin 1998, Chaldiki, Greece.