

Estimation de canal basée sur le filtre de Kalman pour communications Mobile-Mobile incluant des relais mobiles

Ali Houssam EL HUSSEINI¹, Laurent ROS², Eric Pierre SIMON¹

¹IEMN lab, Groupe TELICE, Université de Lille, 59650 Villeneuve d'Ascq, France

²Univ. Grenoble Alpes, CNRS Grenoble INP, GIPSA-lab, 38000, Grenoble, France

ali.el-husseini@univ-lille.fr, eric.simon@univ-lille.fr,

laurent.ros@gipsa-lab.grenoble-inp.fr

Résumé – Cet article traite de l'estimation de canal dans les communications de mobile à mobile, pouvant inclure des relais mobiles en amplification *Amplify and Forward* (A&F), en supposant un canal à évanouissements plats riche en diffuseurs. Le filtre de Kalman basé sur un modèle autorégressif du second ordre (AR(2)) est utilisé pour estimer le gain complexe (GC) du canal multi-bond global. Les paramètres du modèle AR(2) peuvent être ajustés à l'aide d'un critère classique de corrélation. Alternativement, un critère de minimisation de la variance asymptotique permet une forte amélioration de la performance, bien que l'étude analytique correspondante soit encore absente dans la littérature, ce qui est l'objet de cet article. Nous établissons les formules de réglage optimal des paramètres AR(2) et de performance en erreur quadratique moyenne (EQM) en fonction de l'état du canal global entre la source la destination (étalement Doppler et rapport signal sur bruit (RSB)).

Abstract – This paper deals with channel estimation in mobile-to-mobile communications, including amplify and forward mobile relays, assuming a two-dimensional scattering environment. Kalman filter based on a second-order autoregressive (AR(2)) model is used to estimate the channel gain of the global multi-hop channel. The parameters of the AR(2) model can be tuned by using a classic correlation matching criterion. Alternatively, the use of a minimization of the asymptotic variance (MAV) criterion permits a strong performance improvement, although the corresponding analytical study is still missing in the literature, which is the topic of this paper. Therefore, the optimal tuning of the AR(2) parameters and the expression of the mean square error (MSE) are provided for a given state of relays, source and destination (Doppler spread and signal to noise ratio (SNR)).

1 Introduction

L'étude des communications sans fil de mobile à mobile (M-M), avec des relais A&F, a fait l'objet d'une attention considérable. Ce type de communication permet le développement de nouvelles applications, en particulier pour les systèmes de véhicule à véhicule et les réseaux coopératifs, où une liaison de communication directe entre stations mobiles est souvent maintenue sans l'intervention de stations de base fixes aériennes. Une estimation adéquate du canal est nécessaire pour le développement, l'analyse et l'optimisation des systèmes de communication M-M et à relais mobiles. Les filtres de Kalman (KF) sont couramment utilisés pour suivre les variations de ces canaux dans le temps. La conception d'un KF nécessite une représentation récursive linéaire en modèle d'états du paramètre à observer. Le modèle d'état le plus utilisé, en particulier pour les problèmes d'estimation de canal, est le modèle auto-régressif d'ordre p , AR(p), où les paramètres sont ajustés en faisant coïncider l'autocorrélation du vrai GC du canal à celle du processus AR en p points. C'est ce que l'on appelle le critère de corrélation (CM) [1]. Le critère CM est simple à mettre en œuvre et convient aux canaux à évanouissements rapides. Cependant, pour un scénario à évanouissement lent (fréquence Doppler normalisée inférieure à 10^{-2}), valable

pour les communications véhiculaires usuelles, l'utilisation du critère CM donne des résultats médiocres comparés au critère de la variance asymptotique minimale (MAV), comme indiqué dans [2, 3] pour un modèle AR(1), et dans [4] pour un canal Fixe-à-Mobile.

La contribution principale de cet article est de fournir des expressions analytiques des paramètres d'un KF basé sur un modèle AR(2) réglé selon le critère MAV, ainsi que les performances correspondantes en EQM asymptotique, pour les canaux M-M et à relais mobile. Ces formules sont d'abord déduites en fonction des moments d'ordre 2 et 4 du spectre Doppler du canal global dans la section 2. Pour nos canaux d'intérêt, les expressions des moments sont établies dans la section 3 en utilisant des propriétés liant les cumulants du canal global à ceux des canaux partiels successifs. L'application de ces formules et l'analyse sont ensuite validées par simulation.

2 Modèle et formules générales

2.1 Modèle d'observation

Considérons un canal de communication avec des relais possibles entre une source S et une destination D. L'équation d'ob-

servation en temps discret $y_{(k)}$ en D est :

$$y_{(k)} = \alpha_{(k)} + w_{(k)}, \quad (1)$$

avec $\alpha_{(k)}$ est le gain de canal complexe entre S et D et $w_{(k)}$ est le bruit blanc circulaire complexe Gaussien d'observation avec une variance σ_w^2 . Ce modèle d'apparence simple suppose que l'estimation de canal est réalisée à partir de symboles connus. Il peut également être utilisé en communication de type OFDM sur chaque sous-porteuse pilote. Le paramètre à estimer α est supposé être un processus stationnaire complexe circulaire à bande étroite, de moyenne nulle, de variance σ_α^2 , de densité spectrale de puissance (DSP) ou spectre Doppler $\Gamma(f)$, et de fréquence Doppler maximale f_{\max} . Les moments d'ordre n , $\mu_{(n)}$, de $\Gamma(f)$ joueront un rôle important dans la performance d'estimation. Ils sont définis par :

$$\mu_{(n)} = (2\pi T)^n \int_{-\infty}^{+\infty} f^n \Gamma(f) df, \quad (2)$$

et $\tilde{\mu}_{(n)} = \frac{\mu_{(n)}}{\sigma_\alpha^2}$ dénote leur version normalisée. L'étalement Doppler B_d est défini comme la racine carrée du moment normalisé de second ordre de $\Gamma(f)$ [5, Eq. (16)] :

$$B_d = \frac{1}{2\pi T} \sqrt{\tilde{\mu}_{(2)}} \quad (3)$$

2.2 Filtre de Kalman et modèle d'état

Le vrai processus α est approché par le procesus $\tilde{\alpha}_{(k)}$, régi par un modèle autorégressif de second ordre AR(2), selon :

$$\tilde{\alpha}_{(k)} = a_1 \tilde{\alpha}_{(k-1)} + a_2 \tilde{\alpha}_{(k-2)} + u_{(k)}, \quad (4)$$

avec $a_1 = 2r \cos(2\pi f_{\text{AR}(2)} T)$ et $a_2 = -r^2$, où $r \in [0, 1[$ est le rayon des pôles, et $f_{\text{AR}(2)} T$ est la fréquence de résonance normalisée du processus AR(2). On fixera pour toute la suite $f_{\text{AR}(2)}$ égale à l'étalement Doppler B_d (3) :

$$f_{\text{AR}(2)} T = B_d T = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\tilde{\mu}_{(2)}}. \quad (5)$$

$u_{(k)}$ est le bruit d'état blanc Gaussien complexe circulaire, dont la variance σ_u^2 est liée aux paramètres précédents selon :

$$\sigma_u^2 = \sigma_\alpha^2 (1 + a_2)(1 - a_1 - a_2)(1 + a_1 - a_2)/(1 - a_2).$$

Le modèle autorégressif du second ordre peut être reformulé dans un modèle d'état. Le vecteur d'état à considérer inclut le gain de canal à k et $k-1$, $\boldsymbol{\alpha}_{(k)} = [\alpha_{(k)}, \alpha_{(k-1)}]^T$ et $\tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{(k)} =$

$[\tilde{\alpha}_{(k)}, \tilde{\alpha}_{(k-1)}]^T$. La matrice de transition d'état est $\mathbf{M} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$

et le vecteur du bruit d'état est : $\mathbf{u}_{(k)} = [u_{(k)}, 0]^T$. Le vecteur de transition de taille 1×2 est $\mathbf{s}^T = [1, 0]$. Les équations d'état (4) et d'observation (1) deviennent :

$$\tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{(k)} = \mathbf{M} \tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{(k-1)} + \mathbf{u}_{(k)} \quad (6)$$

$$y_{(k)} = \mathbf{s}^T \boldsymbol{\alpha}_{(k)} + w_{(k)}. \quad (7)$$

à partir desquelles les équations du KF peuvent être établies comme dans [4] pour produire le vecteur d'estimation $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k|k)} = [\hat{\alpha}_{(k|k)}, \hat{\alpha}_{(k-1|k)}]^T$. Le gain de Kalman est un vecteur à deux dimensions, noté $\mathbf{K}_{(k)} = \begin{bmatrix} K_{1(k)} \\ K_{2(k)} \end{bmatrix}$.

2.3 Résultats préliminaires

L'approche de [4] qui avait été appliquée pour un spectre Doppler de Jakes (correspondant à un canal Fixe-Mobile) est considérée dans cette section pour un modèle de spectre Doppler à bande limitée plus général $\Gamma_\alpha(f)$. Cela a été fait en réécrivant les résultats en fonction du quatrième moment $\mu_{(4)}$. Rappelons les hypothèses considérées : variation lente à modérée ($f_{\max} T \ll 1$, $f_{\text{AR}(2)} T \ll 1$), RSB supérieur à 1 ($\sigma_\alpha \geq \sigma_w$), r proche de 1, plage de vitesse du KF suffisamment lente pour filtrer le bruit de mesure mais suffisamment rapide pour suivre le processus d'évanouissement ($(2\pi f_{\text{AR}(2)} T)^2 \ll \frac{\sigma_u}{\sigma_w} \ll 1$)¹. Sous ces hypothèses, le rayon r peut s'exprimer (démonstration dans [6, 7]) par :

$$r \simeq 1 - \frac{\sigma_u^2}{4\sigma_\alpha^2 (2\pi f_{\text{AR}(2)} T)^2}. \quad (8)$$

Cette expression montre que pour un $f_{\text{AR}(2)}$ donné, il suffit de connaître σ_u pour pouvoir entièrement régler le KF (via r).

Dans ce qui suit, nous considérons le mode d'état stable, c'est-à-dire après la convergence du filtre de Kalman vers un filtre invariant dans le temps. Ce filtre reçoit l'observation y en entrée et donne l'estimation du GC $\hat{\alpha}$ en sortie. L'EQM, définie par $\sigma_\epsilon^2 = E\{|\alpha_{(k)} - \hat{\alpha}_{(k|k)}|^2\}$ quand $k \rightarrow +\infty$, peut être décomposée en deux parties additives : la variance d'erreur statique, notée $\sigma_{\epsilon w}^2$, due au bruit additif $w_{(k)}$ et la variance d'erreur dynamique, notée $\sigma_{\epsilon \alpha}^2$, due aux variations de $\alpha_{(k)}$, et qui peut s'exprimer en fonction du moment d'ordre 4 $\mu_{(4)}$ du spectre Doppler [4]. L'expression de la variance globale est :

$$\sigma_\epsilon^2 = \sigma_{\epsilon w}^2 + \sigma_{\epsilon \alpha}^2 \approx \sigma_w^2 \frac{3K_1}{4} + \frac{\mu_{(4)}}{K_1^4} \quad (9)$$

avec $K_1 \approx \sqrt{\frac{2\sigma_u}{\sigma_w}}$.

On peut maintenant minimiser σ_ϵ^2 afin d'avoir une expression de σ_u^2 optimale. Il suffit de dériver (9) par rapport à σ_u^2 , après avoir substitué K_1 par son expression, puis d'extraire le zéro de la dérivée, ce qui donne :

$$\sigma_{u(\text{MAV})}^2 = \left(\frac{8}{9} \mu_{(4)}^2 \sigma_w \right)^{\frac{2}{5}}, \quad (10)$$

et par suite l'expression de l'EQM minimale :

$$\sigma_{\epsilon(\text{MAV})}^2 = \frac{5}{4} \left(\frac{8}{9} \sqrt{\mu_{(4)}} (\sigma_w^2)^2 \right)^{\frac{2}{5}}. \quad (11)$$

D'après (10), (8) et (5), nous concluons que, pour un niveau de bruit d'observation donné σ_w^2 , le réglage de l'AR(2)-KF ne dépend que du moment d'ordre quatre $\mu_{(4)}$ et du deuxième moment normalisé $\tilde{\mu}_{(2)} = (2\pi B_d T)^2$ du canal global. Les fréquences Doppler des liens individuels ne vont donc influencer les performances que de manière indirecte via ces 2 moments globaux. Avec ce réglage, l'EQM minimale (11) dépend uniquement de $\mu_{(4)}$.

1. Ces hypothèses correspondent au contexte de l'estimation du canal à évanouissement plat et sont largement acceptés dans la littérature.

Pour obtenir un réglage et des performances optimales du KF, les objectifs de la section suivante sont alors d'évaluer $\mu_{(2)}$ et $\mu_{(4)}$. Nous rappellerons d'abord les résultats pour le canal Fixe-Mobile (modèle à spectre Doppler de Jakes) utilisé comme référence et dénommé aussi *lien partiel* dans la suite. Puis nous établirons de nouvelles expressions de $\mu_{(2)}$ et $\mu_{(4)}$ pour des canaux plus complexes (Mobile-Mobile et à N relais mobiles), en fonction des fréquences Doppler des différents liens partiels.

3 Moments de canaux spécifiques

3.1 Canal Fixe-Mobile (*lien partiel*)

En supposant des diffuseurs isotropes (bi-dimensionnels) autour du mobile, le canal Fixe-Mobile (F-M), encore appelé canal de Rayleigh, admet un spectre Doppler de Jakes d'équation :

$$\Gamma^{\text{F-M}}(f) = \sigma_\alpha^2 \tilde{\Gamma}_{f_x}^{\text{F-M}}(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_\alpha^2}{\pi f_x \sqrt{1 - (\frac{f}{f_x})^2}} & \text{si } |f| < f_x. \\ 0 & \text{si } |f| > f_x. \end{cases} \quad (12)$$

où f_x est la fréquence Doppler et $\tilde{\Gamma}_{f_x}(f)$ est la DSP de Jakes normalisée (d'intégrale égale à un). Le GC $\alpha_{(k)}$ est un processus stationnaire centré gaussien circulaire. Le coefficient d'autocorrélation $R^{\text{F-M}}[m]$ du GC est défini pour un décalage m par :

$$R^{\text{F-M}}[m] = E\{\alpha_{(k)} \cdot \alpha_{(k-m)}^*\} = \sigma_\alpha^2 J_0(2\pi f_x T m), \quad (13)$$

où J_0 est la fonction de Bessel d'ordre 0 de 1^{ère} espèce. Les moments $\mu_{(n)}$ du spectre de $\Gamma(f)$ du GC défini dans (2) peuvent être obtenus à l'aide de la relation suivante [8] :

$$\mu_{(n)} = (j)^{-n} R^{(n)}(0), \quad (14)$$

où $R(t)$ la fonction d'autocorrélation à temps continu du GC et $R^{(n)}(0) = \left. \frac{d^n}{dt^n} R(t) \right|_{t=0}$.

Les deuxième et quatrième moments du spectre Doppler de Jakes (12) sont calculés en utilisant (14) et la dérivée de (13), puis la fréquence de AR(2) $f_{\text{AR}(2)}T$ est déduite de (5) :

$$\mu_{(2)}^{\text{F-M}} = \sigma_\alpha^2 \cdot \tilde{\mu}_{(2),f_x}^{\text{F-M}} = \frac{1}{2} \sigma_\alpha^2 (2\pi f_x T)^2 \quad (15)$$

$$\mu_{(4)}^{\text{F-M}} = \sigma_\alpha^2 \cdot \tilde{\mu}_{(4),f_x}^{\text{F-M}} = \frac{3}{8} \sigma_\alpha^2 (2\pi f_x T)^4 \quad (16)$$

$$f_{\text{AR}(2)}T = B_d T = \frac{f_x T}{\sqrt{2}} \quad (17)$$

3.2 Cas d'un canal à N relais mobiles

On considère N relais mobiles A&F entre la source mobile et la destination mobile, avec des conditions de diffusion isotrope autour de chaque mobile. Akki [9] a montré que chaque lien M-M est équivalent formellement à la succession de deux *liens partiels* M-F et F-M indépendants. Le lien global S-D est ainsi équivalent à S-F, F-R₁, R₁-F, .., F-R_i, R_i-F, .., F-D, où R_i désigne le relais mobile et $i \in [1, N]$. Le GC global α est le

produit des gains de canal à moyenne nulle des *liens partiels* indépendants successifs. Par suite, la fonction d'autocorrélation du GC du canal global à N relais est [3] :

$$R^{\text{relais}}[m] = \sigma_\alpha^2 J_0(2\pi f_S T m) \prod_{i=1}^N [J_0(2\pi f_i T m)]^2 J_0(2\pi f_D T m), \quad (18)$$

où f_S, f_i, f_D sont respectivement la fréquence Doppler de la source, du $i^{\text{ème}}$ relais et de la destination.

La DSP du GC global est la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation (18), résultant en la convolution de toutes les DSP des liens partiels entre la source et la destination :

$$\Gamma^{\text{relais}}(f) = \sigma_\alpha^2 \tilde{\Gamma}_{f_S}^{\text{F-M}}(f) \otimes \bigotimes_{i=1}^N \tilde{\Gamma}_{f_i}^{\text{F-M}}(f) \otimes \bigotimes_{i=1}^N \tilde{\Gamma}_{f_i}^{\text{F-M}}(f) \otimes \tilde{\Gamma}_{f_D}^{\text{F-M}}(f), \quad (19)$$

où \otimes désigne l'opérateur de convolution.

Cette équation est valable pour $|f| \leq |f_{\text{max}}|$ où $f_{\text{max}} = f_S + 2 \sum_{i=1}^N f_i + f_D$ est le support du spectre.

Dans [8], les moments $\mu_{(4)}$ et $\mu_{(2)}$ ont été calculés en dérivant la fonction d'autocorrélation et en l'évaluant à $t = 0$ ou en calculant le produit de convolution des spectres. Hélas, ces méthodes ne permettent pas d'obtenir une expression analytique en présence de N relais du fait de la complexité des calculs. Nous suggérons alors d'utiliser une autre approche basée sur la propriété suivante² :

Si une fonction de densité est la convolution de fonctions de densité élémentaires, le cumulants de cette fonction est la somme des cumulants de chaque fonction élémentaire.

En appliquant cette propriété à la DSP du GC (19), nous pouvons en conclure que le $n^{\text{ème}}$ cumulants $K_{(n)}$ du GC de α est la somme des cumulants des GC de chaque *lien partiel* entre la source et la destination, soit :

$$K_{(n)}^{\text{relais}} = \sigma_\alpha^2 \left(\tilde{K}_{(n),f_S}^{\text{F-M}} + 2 \sum_{i=1}^N \tilde{K}_{(n),f_i}^{\text{F-M}} + \tilde{K}_{(n),f_D}^{\text{F-M}} \right), \quad (20)$$

où $\tilde{K}_{(n),f_S}^{\text{F-M}}, \tilde{K}_{(n),f_i}^{\text{F-M}}$ and $\tilde{K}_{(n),f_D}^{\text{F-M}}$ sont les cumulants normalisés d'ordre n pour les PSD de tous les *liens partiels* entre S et D.

Sachant que :

$$K_{(4)} = \mu_{(4)} - 3\mu_{(2)}^2, \quad \text{et} \quad K_{(2)} = \mu_{(2)},$$

et que le GC est centré ($\mu_{(1)} = 0$), le moment d'ordre 2 du canal à N relais mobiles est obtenu à partir de (20) pour $n = 2$:

$$\mu_{(2)}^{\text{relais}} = \sigma_\alpha^2 \left(\tilde{\mu}_{(2),f_S}^{\text{F-M}} + 2 \sum_{i=1}^N \tilde{\mu}_{(2),f_i}^{\text{F-M}} + \tilde{\mu}_{(2),f_D}^{\text{F-M}} \right). \quad (21)$$

2. Cette propriété correspond au résultat bien connu en probabilités : la fonction de densité de probabilité (DDP) de la somme de N variables aléatoires indépendantes est égale à la convolution des N DDP élémentaires, et le cumulants de cette DDP est égal à la somme des cumulants des N DDP élémentaires. En particulier la variance (cumulants d'ordre 2) de la somme de variables aléatoires indépendantes est égale la somme des variances élémentaires.

Et le moment d'ordre 4 du canal à relais est obtenu en remplaçant les expressions des cumulants des deux côtés de (20) :

$$\begin{aligned} \mu_{(4)}^{\text{relais}} = & \sigma_{\alpha}^2 \left(\tilde{\mu}_{(4),f_S}^{\text{F-M}} + \tilde{\mu}_{(4),f_D}^{\text{F-M}} + 2 \sum_{i=1}^N \tilde{\mu}_{(4),f_i}^{\text{F-M}} \right. \\ & + 3 \left(\left(\tilde{\mu}_{(2),f_S}^{\text{F-M}} + \tilde{\mu}_{(2),f_D}^{\text{F-M}} + 2 \sum_{i=1}^N \tilde{\mu}_{(2),f_i}^{\text{F-M}} \right)^2 \right. \\ & \left. \left. - (\tilde{\mu}_{(2),f_S}^{\text{F-M}})^2 - (\tilde{\mu}_{(2),f_D}^{\text{F-M}})^2 - 2 \sum_{i=1}^N (\tilde{\mu}_{(2),f_i}^{\text{F-M}})^2 \right) \right) \quad (22) \end{aligned}$$

Les moments dans l'équation (22) sont donnés par (15) et (16). B_d est déduit de (3) et (21), ce qui permet de fixer $f_{\text{AR}(2)}T$ à :

$$f_{\text{AR}(2)}T = B_dT = \sqrt{\frac{(f_S T)^2 + 2 \sum_{i=1}^N (f_i T)^2 + (f_D T)^2}{2}}. \quad (23)$$

Le cas du canal M-M se déduit de ces formules en prenant $N=0$.

3.3 Résultats de simulation et conclusion

Dans cette section, les simulations Monte-Carlo de communications à relais mobiles sont considérées. Le canal est estimé avec un AR(2)-KF réglé avec le critère MAV. À des fins de comparaison, les performances de l'AR(2)-KF réglé par le critère CM, choix de la littérature, sont également présentées. La figure 1 trace l'EQM asymptotique obtenue pour $B_dT \in \{10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}\}$ et pour différentes valeurs de RSB dans le cas d'un canal à N relais mobiles, avec $N = 3$ relais. Les valeurs théoriques de l'EQM avec le critère MAV (11), (22), (15), (16) correspondent bien aux simulations pour toute la plage usuelle de RSB comprise entre 0 et 20 dB, ce qui valide notre approche. Les performances en EQM sous le critère MAV sont largement supérieures à celles obtenues sous le critère CM, en particulier pour $B_dT \leq 10^{-3}$.

En conclusion, le problème de l'estimation d'un canal radio

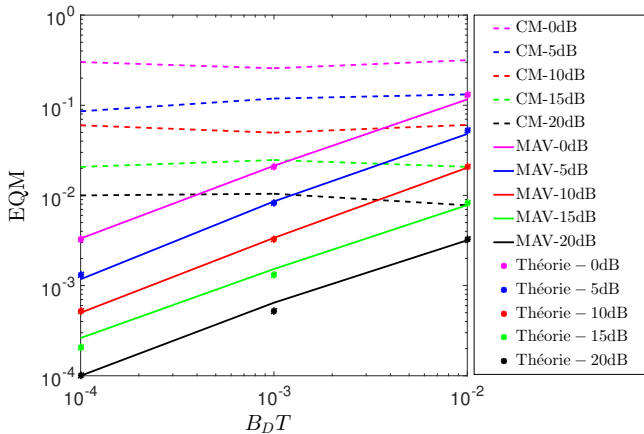


FIGURE 1: Comparaison des EQM asymptotiques des filtres AR(2)-MAV (simulation et théorie), et AR(2)-CM pour différentes valeurs de B_dT et RSB, avec 3 relais A&F mobiles.

mobile incluant des relais mobiles dans un environnement de diffusion isotrope a été abordé, en supposant l'utilisation d'un

filtre de Kalman (KF) basé sur un modèle autorégressif de second ordre. Le périmètre de l'étude était limité aux canaux à spectre de Jakes à évanouissements plats, et supposait les symboles connus (pilotes). Nous avons montré que le réglage optimal et les performances en EQM ne dépendent que des deuxième et quatrième moments du spectre Doppler du canal global. Ces derniers ont été établis, non pas à partir du calcul intégral direct, mais à partir de leurs relations avec les moments et cumulants des canaux élémentaires. En conséquence, nous avons fourni les expressions de réglage optimal et d'EQM en fonction du statut de la source, de la destination et des N relais mobiles, par l'intermédiaire de l'étalement Doppler global et du RSB global. Les résultats de la simulation ont montré que l'approche proposée par le AR(2)-MAV est plus performante que les approches basées sur le critère CM.

En perspective, il serait intéressant de poursuivre l'étude avec des modulations OFDM et des modèles de canaux avec ligne de vue.

Ce travail a été réalisé avec le support du projet ELSAT2020, cofinancé par l'Union Européenne avec le Fonds européen de développement régional, par l'Etat et la Région Hauts de France.

Références

- [1] X. Zhou, T. A. Lamahewa, and P. Sadeghi, "Kalman filter-based channel estimation for amplify and forward relay communications," in *2009 Conference Record of the Forty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Nov 2009, pp. 1498–1502.
- [2] S. Ghandour-Haidar, L. Ros, and J. M. Brossier, "3-D Mobile-to-Mobile channel tracking with first-order autoregressive model-based Kalman filter," in *IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, Dec 2013, pp. 464–469.
- [3] S. Ghandour-Haidar, "Estimation de canal à évanouissements plats dans les transmissions sans fils à relais multibonds," Ph.D. dissertation, Université de Grenoble, 2014.
- [4] A. H. El Husseini, E. P. Simon, and L. Ros, "Optimization of the second order autoregressive model AR(2) for Rayleigh-Jakes flat fading channel estimation with Kalman filter," in *Digital Signal Processing*, UK, Aug. 2017.
- [5] W. Dahech, M. Pätzold, C. A. Gutiérrez, and N. Youssef, "A non-stationary mobile-to-mobile channel model allowing for velocity and trajectory variations of the mobile stations," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 16, no. 3, pp. 1987–2000, March 2017.
- [6] A. H. El Husseini, L. Ros, and E. P. Simon, "Second-order autoregressive model-based kalman filter for the estimation of a slow fading channel described by the clarke model : Optimal tuning and interpretation," *Elsevier Digital Signal Processing*, vol. 90, pp. 125 – 141, 2019.
- [7] —, "Expression for the radius r of an AR(2) process used to model a wireless communication channel," 2018, working paper. [Online]. Available : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01952796>
- [8] A. S. Akki, "Statistical properties of mobile-to-mobile land communication channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 4, pp. 826–831, Nov 1994.
- [9] A. S. Akki and F. Haber, "A statistical model of mobile-to-mobile land communication channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 35, no. 1, pp. 2–7, 1986.