

Trajets auto-régressifs pour modèle de canal radio-mobile non-stationnaire

Vianney LE THUC¹, Laurent CLAVIER², Yves DELIGNON², Marc GAZALET¹

IEMN - UMR CNRS 8520

¹ Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, DOAE
Le Mont Houy - 59313 Valenciennes Cédex 9, France

²Cité Scientifique Avenue Henri Poincaré
BP 69, 59652 Villeneuve d'Ascq Cedex, France

lethuc@enic.fr, clavier@enic.fr, delignon@enic.fr, Marc.Gazalet@univ-valenciennes.fr

Résumé – L'attention portée aux problèmes d'affaiblissement en fréquence, liés à la propagation par trajets multiples, est sans commune mesure comparée à celle portée à la non-stationnarité du canal. Nous proposons dans cet article de modéliser les non-stationnarités du canal à l'aide d'un processus AR d'ordre 2 afin de prédire les variations que subira le canal lors du déplacement du récepteur. Nous comparons ensuite le modèle de canal décrit par Clarke au modèle basé sur les processus AR d'ordre 2 en regard de la durée de stationnarité du canal et de l'erreur de prédiction.

Abstract – The attention directed towards the frequency fading problems due to the multipath propagation does not compare to the channel's non-stationarity. In this article, we propose to model the channel's non stationnarity with the help of a second-order AR process in order to predict the variations the channel undergoes during the movements of the receiver. Then we will compare the channel's model, as Clarke defined it, to a model based on a second-order process as far as the stationnarity duration of the channel and the prediction error are concerned.

1 Introduction

L'engouement du public pour les téléphones portables et l'internet laisse présager le besoin de nouveaux services tels que la vidéoconférence nomade, la visualisation de bandes annonces, le transfert de données à partir d'objets mobiles communicants. Ces nouveaux services sont gourmands en bande passante. Il est donc nécessaire de lutter efficacement contre les affaiblissements que subit le canal de transmission radio-mobile afin de ménager cette ressource rare. Le problème des affaiblissements en fréquence liés à la propagation par trajets multiples est en général traité à la réception par un égaliseur ou un récepteur Rake [1, 2, 3]. L'attention portée à ce sujet par la communauté scientifique est sans aucune mesure comparée à celle portée à la non-stationnarité. Celle-ci se traduit par des évanouissements rapides sur la représentation temporelle du signal et est donc à l'origine d'erreurs à la réception. Dans les systèmes existants, lutter contre la non-stationnarité consiste à émettre périodiquement une trame d'apprentissage qui permet à l'égaliseur ou à l'estimateur de canal de suivre son évolution. Cette ressource n'étant plus disponible pour émettre des données utiles, elle a un impact négatif sur l'efficacité spectrale du système (débit utile par Hertz).

Il est donc primordial de réduire la fréquence d'envoi des trames d'apprentissage. Pour ce faire, nous modélisons l'évolution temporelle du canal à l'aide d'un processus AR d'ordre 2 en regard des caractéristiques du canal telles que les a définies Clarke. [4]. Dans cet article, nous comparons

à Clarke, deux modèles basés sur les processus AR d'ordre 2 :

- le premier résulte de l'estimation des coefficients a_1 et a_2 à l'aide d'une méthode d'identification de systèmes.
- le second associe l'identification de système à la prise en compte de la durée de stationnarité du canal.

Dans la section 2 de cet article, nous rappellerons les caractéristiques d'un canal radio-mobile telles que les a définies Clarke. Les propriétés statistiques du canal radio-mobile étant posées, nous nous intéresserons à la modélisation de ses variations au cours du temps (section 3). C'est ce modèle qui nous permettra par la suite de prédire l'évolution temporelle du canal. La section 4 traitera de l'estimation des paramètres de notre modèle. La section 5 présentera les résultats obtenus.

2 Modèle Clarke

Ce modèle consiste à décrire le signal reçu comme la combinaison de signaux retardés dans le temps ayant subi, d'une part, un décalage Doppler fonction de :

- l'angle d'arrivée α_n du signal sur l'antenne du mobile,
- la vitesse du mobile v_0 ,
- de la fréquence porteuse du signal émis f_0

L'effet Doppler peut être simulé à l'aide d'un filtre de fonction de transfert $H(f)$ dont la forme est donnée par l'équation 1.

$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{\pi f_m (1 - f^2/f_m^2)^{1/4}}} \quad (1)$$

Cette fonction de transfert a été obtenue dans le cas où l'antenne utilisée est omnidirectionnelle ($\alpha_n(t)$ est donc uniformément réparti entre 0 et 2π) et de gain égal à 1 [6].

D'autre part, les signaux reçus sont déphasés et affaiblis. Ces affaiblissements A_n (l'affaiblissement subi par le trajet n [7, 8]) sont dus à l'environnement de transmission et à l'effet Doppler $E_n(t)$ (cf eq 1).

Clarke et Gans ont montré que : [4, 9]

P1 : les enveloppes $E_n(t)$ des signaux reçus suivent une loi de Rayleigh

P2 : les phases $\phi_n(t)$ sont uniformément réparties entre 0 et 2π

P3 : les phases sont indépendantes des enveloppes

Un paramètre important pour les canaux radio-mobiles est leur durée de stationnarité T_c appelée encore bande de cohérence temporelle. Cette durée traduit la « rapidité » des évanouissements. Elle correspond à la durée pour laquelle l'autocorrélation de l'enveloppe du trajet n vaut $1/2$:

$$P4 : \frac{R_{E_n(t)}(T_c)}{R_{E_n(t)}(0)} = \frac{1}{2}.$$

Cette durée est généralement calculée à partir de la fréquence Doppler maximale f_m : $T_c = 9/(16\pi f_m)$ [10, 11].

En conséquence, le canal radio-mobile peut être modélisé par un filtre numérique de coefficients A_n (cf Fig. 1). Ces coefficients sont multipliés par un bruit $D_n(t)$ ($D_n(t) = E_n(t)e^{j\phi_n(t)}$) caractérisant l'évolution temporelle du trajet n .

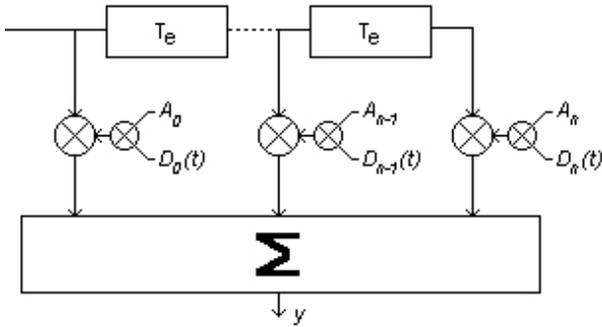


FIG. 1 – Modèle de Clarke d'un canal radio-mobile à 3 trajets, T_e représente la période d'échantillonnage

3 Modélisation de l'évolution temporelle d'un canal radio-mobile

Le modèle proposé par Clarke permet de simuler un canal pour une vitesse du mobile v_0 et une fréquence porteuse donnée f_0 . Ce modèle n'est malheureusement pas exploitable si nous voulons prédire l'évolution temporelle d'un trajet n . Le modèle que nous exposons ici est une réponse à ce problème.

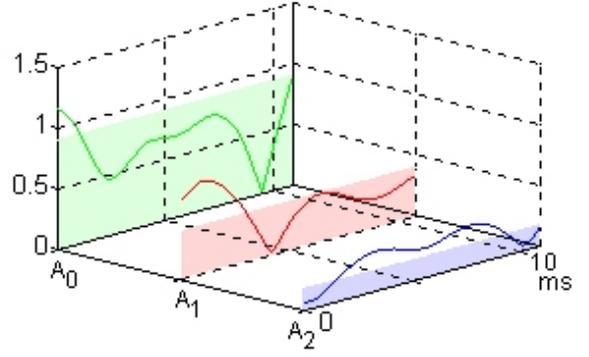


FIG. 2 – Evolution temporelle des 3 trajets du canal

Babich a montré que la mémoire du canal est de l'ordre de 1 voire 2 instants [5]. Nous considérerons que l'affaiblissement subi par le signal reçu à l'instant t est peu différent de l'affaiblissement subi quelques instants avant. Cette idée est la définition même d'un processus AR. Ceci nous amène donc à modéliser l'évolution temporelle d'un trajet n par un processus AR d'ordre 2.

Soit un processus AR d'ordre 2 :

$$D_n(i) + a_1 D_n(i-1) + a_2 D_n(i-2) = V(i) \quad (2)$$

$D_n(i)$ représente les variations que subira le trajet n , a_1 et a_2 caractérisent ces variations et $V(i)$ est un bruit blanc.

Pour être valide notre modèle doit vérifier les propriétés statistiques définies dans la section 2. Les propriétés P1, P2 et P3 sont hypothèses de bases de notre modèle. Le bruit blanc $V(i)$, l'entrée du processus AR, doit donc être complexe gaussien circulaire. L'enveloppe de $D_n(i)$ suit alors une loi de Rayleigh, les phases sont uniformément réparties entre 0 et 2π et indépendantes des enveloppes.

La quatrième propriété (P4), que nous avons définie, résulte de l'effet Doppler et donc du fading $D_n(t)$ dont nous cherchons à modéliser l'évolution. La durée de stationnarité de notre modèle devant être égale à la durée de stationnarité du fading original, L'autocorrélation du processus AR en T_c doit donc être égale à $1/2$.

4 Estimation des paramètres du processus AR2

Etant donné que l'autocorrélation d'un processus AR d'ordre 2 ne dépend que des paramètres a_1 et a_2 [3], nous allons donc chercher un processus AR non cyclique (autocorrélation non périodique) de sorte que l'erreur quadratique définie par l'équation 3 soit minimale.

$$J = \left(\frac{r(T_c)}{r(0)} - \frac{1}{2} \right)^2 \quad (3)$$

La figure 3 représente l'erreur quadratique pour différentes valeurs de a_1 et a_2 .

La forme triangulaire de la courbe est liée aux valeurs que peuvent prendre nos paramètres a_1 et a_2 . Ceux-ci doivent en effet vérifier les équations suivantes P5 :

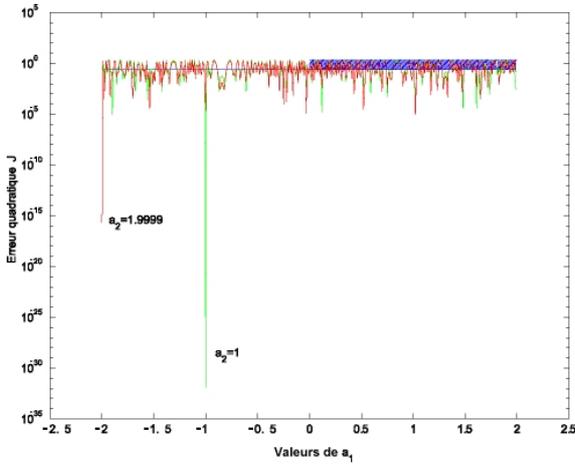
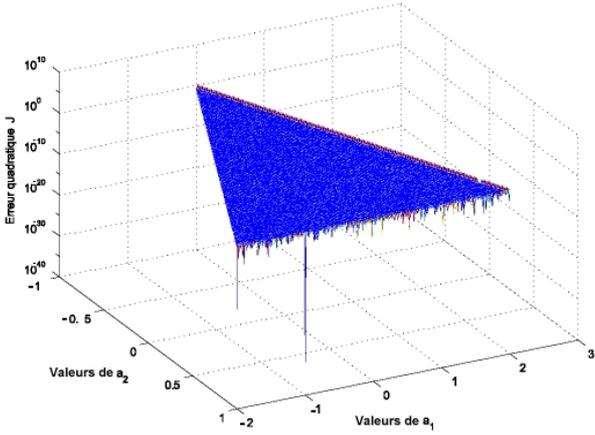


FIG. 3 – Erreur quadratique J en fonction de a_1 et a_2 , T_c déterminé à partir d'un fading de Clarke simulé pour une vitesse $v_0 = 60km/h$ et une fréquence porteuse $f_0 = 2GHz$

$$\begin{aligned} -1 &\leq a_2 + a_1 \\ -1 &\leq a_2 - a_1 \\ -1 &\leq a_2 < 1 \end{aligned} \quad (4)$$

Ce système d'équations assure la stabilité du filtre généralisateur du processus AR.

4.1 Identification de système et contrainte

Comme le montre la figure 3, l'erreur quadratique J possède un grand nombre de minima locaux. L'emploi seule d'une méthode de type « Steepest Descent » [3], lors de la recherche du couple (a_1, a_2) minimisant l'erreur quadratique J sous la contrainte P5, risque donc de nous conduire vers des solutions inappropriées.

Pour nous affranchir de ce problème, nous allons dans un premier temps employer un algorithme d'identification de systèmes. Notre choix s'est porté sur l'algorithme de Burg [13] afin d'éviter l'inversion de la matrice d'autocorrélation lors de la résolution des équations de Yule-Walker. Cet algorithme nous fournit ainsi un premier couple de valeurs pour a_1 et a_2 optimal en regard de l'autocorrélation en 0 et en 1, nous éloignant des minima locaux. A par-

tir de ces valeurs, nous employons une méthode de type « Steepest Descent » pour minimiser l'erreur quadratique J et ainsi vérifier la propriété P4. Nous retrouvons alors le couple (a_1, a_2) correspondant à une erreur quadratique minimale sous la contrainte P5, $a_2 \neq 1$, (cf fig 3).

5 Résultats

Nous présentons ici les résultats de la modélisation d'un fading de Clarke par un processus AR d'ordre 2 réel sous la contrainte J . Les conditions de simulations sont les suivantes : vitesse de déplacement du mobile $v_0 = 60km/h$, fréquence porteuse $f_0 = 2GHz$, période d'échantillonnage $T_e = 244ns$.

TAB. 1 – Bande de cohérence temporelle moyenne et écart-type calculés sur 1000 simulations

	Fading de Clarke	Modèle AR d'ordre 2 sans Contrainte	Modèle AR d'ordre 2 sous Contrainte
T_c Moyen	1.2583	2.7418	0.8957
Ecart-type	0.2035	2.9570	0.1776

Le tableau 1 montre ainsi que l'association d'un algorithme d'identification de systèmes avec la contrainte J nous permet de nous rapprocher de la bande de cohérence temporelle du canal désiré et donc de la propriété P4.

Dans les tableaux 2 et 3, nous comparons l'erreur de prédiction obtenue à partir d'un modèle AR d'ordre 2 dont les coefficients a_1 et a_2 ont été obtenus par :

- identification de systèmes (IDS), algorithme de Burg
- identification de systèmes sous la contrainte J (IDS sous contrainte)

Ces deux tableaux montrent que la prise en compte de la propriété P4, n'est pas utile lors de la prédiction de l'évolution temporelle d'un trajet n , que ce soit dans le cas d'une prédiction à court ou à long terme.

Toutefois, l'erreur de prédiction obtenue à l'aide de l'un ou l'autre modèle basé sur processus AR d'ordre 2, nous permet de compenser l'évolution temporelle d'un trajet n sans envoi de trames d'apprentissage. L'erreur de prédiction est, en effet, de l'ordre de 5% pour $p = 1500$.

6 Conclusion

Dans cet article, nous avons comparé le canal radio-mobile multi-trajet à un modèle basé sur un processus AR d'ordre 2, et ceci en terme de durée de stationnarité et d'erreur de prédiction.

Nous avons, dans un premier temps, cherché à conserver la durée de stationnarité de ce canal. Il s'est avéré que cette contrainte n'améliorait pas de façon significative l'erreur de prédiction.

Par contre, d'après les résultats obtenus section 5, il est évident que la modélisation du canal par un processus AR d'ordre 2 permet de réduire la fréquence d'envoi des trames d'apprentissage, la prédiction pour $p = 1500$ étant

TAB. 2 – Erreur de prédiction moyenne pour la partie réelle du fading modélisé, p représente le p^{ime} instant après que l'identification de système ait eu lieu

p	1	10	100	1000	1500
IDS	0.4131 10^{-7}	0.2272 10^{-5}	0.2086 10^{-3}	0.0205	0.0458
Ecart Type	0.8003 10^{-8}	0.4402 10^{-6}	0.4041 10^{-4}	0.0038	0.0084
IDS sous Contrainte	0.4291 10^{-7}	0.2364 10^{-5}	0.2167 10^{-3}	0.0210	0.0466
Ecart Type	0.7827 10^{-8}	0.4305 10^{-6}	0.3946 10^{-4}	0.0040	0.0089

TAB. 3 – Erreur de prédiction moyenne pour la partie imaginaire du fading modélisé

p	1	10	100	1000	1500
IDS	0.3974 10^{-7}	0.2184 10^{-5}	0.2005 10^{-3}	0.0197	0.0441
Ecart Type	0.7273 10^{-8}	0.4000 10^{-6}	0.3672 10^{-4}	0.0036	0.008
IDS sous Contrainte	0.4252 10^{-7}	0.2338 10^{-5}	0.2144 10^{-3}	0.0208	0.0461
Ecart Type	0.7827 10^{-8}	0.4304 10^{-6}	0.3943 10^{-4}	0.0038	0.0084

fiable avec une précision de l'ordre de 5%.

Nous travaillons actuellement sur la prédiction de l'évolution temporelle du canal dans le cadre de transmissions de type CDMA et OFDM à l'aide de ce modèle.

Références

- [1] R. Price, P.E. Green. *A communication technique for multipath channels*. Proc. IRE, vol. 46, pages 550-570, mars 1958.
- [2] H. Liu, K. Li. *A decorrelating RAKE receiver for CDMA communications over frequency-selective fading channels*. IEEE transactions on Communications, vol. 47, pages 1036-1045, juillet 1999.
- [3] S. Haykin. *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall 1991
- [4] R.H. Clarke. *A statistical theory of Mobile-Radio reception*. The bell system technical journal, juillet-août 1968
- [5] F. Babich, G. Lombardi. *A markov model for the mobile propagation channel*. IEEE trans. on Vehicular Technology, Vol. 49, janvier 2000.
- [6] T. S. Rappaport. *Wireless communications, principles and practice*. Prentice Hall PTR, 1996.
- [7] GSM Recommendations 05.05 (Ver.5.2.0)
- [8] UMTS Terrestrial Radio Access (UTRA); Concept evaluation (UMTS 30.06 version 3.0.0). European Telecommunications Standards Institute

- [9] M.J. Gans. *A power-spectral theory of propagation in the mobile-radio environment*. IEEE trans. on Vehicular Technology, vol. 21, février 1972.
- [10] R. Steele. *Mobile Radio Communications*. IEEE Press, 1992.
- [11] W.C. Jakes. *Microwave mobile communications*. IEEE Press, 1993.
- [12] M.B Priestley. *Spectral analysis and time series*. Vol 1. Academic Press
- [13] J.P. Burg. *Maximum entropy spectral analysis*. Ph.D. dissertation, Stanford University, 1975.