

Effets de l'égalisation adaptative sur les systèmes de communications à large bande pour des canaux à évanouissements de Rice

Assia Semmar, étudiant 3^e cycle

Dr Michel Lecours, directeur de recherche

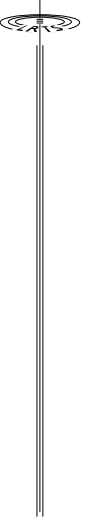
Dr Huu Tuê Huynh, co-directeur de recherche

Abstract: The fading caused by the multipath and the effect of delay spread affect digital communications channels by introducing intersymbol interferences. ISI appears when the root-mean-squared (rms) delay spread is significant in comparison to the transmitted bits duration and results in an irreducible error probability. In this situation the bit error rate performance can be improved by using the adaptive equalization. This work is concerned with the study of the effect of equalization on the performance of broadband wireless communications systems with CQPSK modulations over Ricean fading channels. The results study are based on Monte-Carlo simulation with a one-sided exponential power delay profile.

Résumé: Les évanouissements causés par les trajets multiples et l'effet du profil de délai dégradent les canaux de communications numériques en introduisant des interférences intersymboles. Ces phénomènes se manifestent quand la valeur quadratique moyenne du profil de délai est significative par rapport à la durée des symboles transmis et se traduisent par l'apparition d'un niveau de probabilité d'erreur irréductible. Dans de telle situation, la performance du système peut être améliorée par l'égalisation adaptative. Ce travail concerne l'étude de l'effet de l'égalisation sur la performance des systèmes de communications à large bande en modulation CQPSK dans des canaux à des évanouissements sélectifs de Rice. Les résultats de notre étude sont basés sur des simulations de Monté-Carlo en prenant un modèle semi-exponentiel et un modèle rectangulaire comme modèles de profil de délai.

Modèle du canal

Le modèle du canal considéré est similaire au modèle proposé par Turin [1] et utilisé avec succès dans plusieurs travaux d'analyse de la performance des systèmes de communications numériques, c'est un canal à trajets multiples dont chaque trajet est caractérisé par son amplitude r_n , son délai de propagation τ_n et sa phase ϕ_n , où n est l'indice du parcours en question. Le



canal est considéré comme un filtre linéaire variant dans le temps ayant comme réponse impulsionnelle $h(t)$: $h(t) = \sum_n r_n(\tau_n) \exp(j\phi_n) \delta(t - \tau_n)$, où $\delta(\cdot)$ est la fonction de Dirac.

Profil de délai

Parmi les caractéristiques du canal radio mobile d'intérieur, on cite le phénomène de l'étalement de délai qui résulte de la propagation multiparcours et qui s'explique comme suit: si à un instant donné τ , on transmet une impulsion, à cause des différents obstacles dans le milieu, l'impulsion subit des réflexions, des diffractions et, à la réception, il y aura élargissement de cette impulsion. Le signal reçu résulte de la composante en ligne de vue et de N composantes dispersives. Dans cette étude, on considère deux modèles de profil de délai, le modèle exponentiel et le modèle rectangulaire:

$$\begin{aligned} p_e(\tau) &= \alpha \exp(-\tau/D) U(\tau) \\ p_r(\tau) &= \alpha U(\tau) \end{aligned} \quad (1)$$

où D est la valeur quadratique moyenne du délai et α représente le rapport de la puissance moyenne du premier parcours à celle de la composante principale.

Signaux reçus

Comme hypothèse de départ, on considère que le degré de sélectivité du canal est suffisamment petit pour que les interférences affectent uniquement les symboles adjacents du symbole désiré, le symbole reçu se trouvant affecté par ses propres interférences et par une partie des interférences générées par le symbole précédent [2]. Le récepteur utilisé est un récepteur classique CQPSK. Le signal reçu s'obtient en convoluant le signal émis $s(t)$ avec la réponse impulsionnelle du canal $h(t)$. Si on prend comme intervalle de détection $[iT_s, (i+1)T_s]$, le signal reçu peut être décomposé à la sortie du corrélateur en phase:

$$X = \sqrt{E_s} r_0 \cos(\theta_i) + IX + n_x \quad (2)$$

$$IX = \frac{\sqrt{E_s}}{T_s} \sum_{n=1}^N r_n(\tau_n) \{ (T_s - \tau_n) \cos(\theta_i + \phi_n) + \tau_n \cos(\theta_{i-1} + \phi_n) \} \quad (3)$$

où IX représente le terme des interférences intersymboles et n_x est le bruit additif gaussien de moyenne nulle et de densité spectrale $N_0/2$. La sortie du corrélateur en quadrature Y se déduit de celle en phase en remplaçant dans les équations (2) et (3) le terme $\cos(\cdot)$ par $\sin(\cdot)$.

Egalisation adaptative

L'égalisation adaptative compte parmi les techniques utilisées pour lutter contre les interférences intersymboles et améliorer la performance des systèmes de communications numériques. La figure 1 illustre le schéma synoptique d'un égaliseur récursif avec décision dans la boucle. L'une des idées qui sont à l'origine de cette structure est que les symboles $\hat{a}_{k-1}, \dots, \hat{a}_{k-l}$

réinjectés dans le filtre sont susceptibles d'éliminer une très grande partie des interférences entre le symbole désiré et les symboles antérieurs.

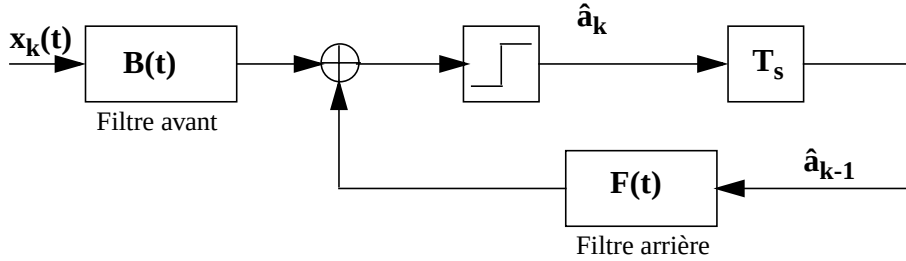


Figure 1 Egaliseur récursif avec décision dans la boucle.

Si l'on supprime la boucle arrière, on se retrouve avec la structure d'un égaliseur linéaire qui consiste en un filtre transversal de retard élémentaire égal à la période de transmission des symboles. Les coefficients des deux filtres sont déterminés en utilisant l'algorithme du gradient [3]:

$$C_{k+1} = C_k - \mu e_k D_k \quad (4)$$

où $e_k = y_k - \hat{a}_k$, $D_k = [x_{k-j}, \dots, x_{k-1}, x_k, a_{k-1}, \dots, a_{k-l}]'$, $Z_k = [b_{k-j}, \dots, b_k, f_{k-1}, \dots, f_{k-l}]$, $y_k = D_k Z_k$. Les Z_k sont les coefficients du filtre avant et du filtre arrière respectivement. On donnera dans la section suivante des résultats préliminaires de simulation pour les deux types d'égalisation linéaire et non-linéaire.

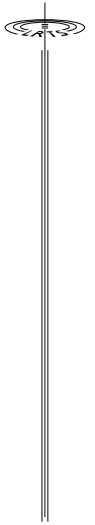
Technique de simulation

Notre technique de simulation consiste à générer les deux composantes en phase et en quadrature X et Y et de prendre une décision en fonction des symboles transmis. Pour ce faire nous avons à générer: ● la phase qui contient l'information $\theta_i = (2m-1)\pi/4$, $m=1, 2, 3, 4$, ● l'amplitude de chaque écho r_n supposée comme une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et de variance égale à la puissance du profil de délai, ● le déplacement de phase ϕ_n qu'on considère comme une variable aléatoire uniformément répartie sur $[0, 2\pi]$, ● le temps d'arrivée de chaque écho τ_n qui est une variable aléatoire uniformément répartie sur $[0, nT_s]$, ● le nombre de parcours N subis par le signal qui est une variable aléatoire ayant une distribution de Poisson de moyenne ν [2].

Dans notre travail, nous avons considéré 10^6 simulations donnant ainsi une précision relative de l'ordre de 0.02 pour $P_e = 10^{-2}$ et 0.19 pour $P_e = 10^{-4}$.

Résultats de simulations:

La figure 2 donne l'évaluation de la probabilité d'erreur en fonction du rapport signal à bruit pour des structures de l'égaliseur linéaire et non-linéaire pour le profil de délai exponentiel. Le nombre moyen de parcours subis par le signal est de 2, la valeur quadratique moyenne du délai normalisée est de 0.5 et le facteur $\alpha=1$. D'après les courbes, on remarque que la struc-



ture à 3 coefficients en avant et 2 en arrière est suffisante pour améliorer la performance du système et que la même correction apportée par le linéaire à 5 coefficients est apportée par le non-linéaire à 3 coefficients.

Les résultats de simulation pour le profil de délai rectangulaire sont donnés sur la figure 3, pour un cas typique du canal: $\nu = 4$, $\alpha = 0.1$ et $\mu = 0.5$. On remarque que l'égalisation linéaire à 5 coefficients améliore peu la probabilité d'erreurs et qu'au fur et à mesure que le nombre de coefficients de l'égaliseur augmente, la performance devient meilleure.

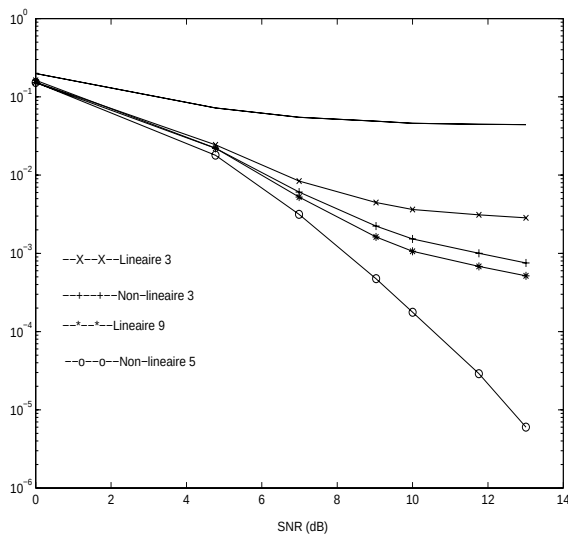


Figure 2. Probabilité d'erreurs moyenne par symbole pour un profil exponentiel

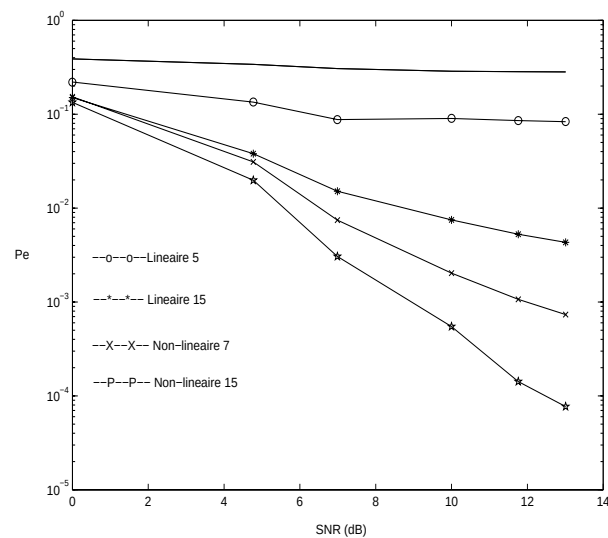


Figure 3. Probabilité d'erreurs moyenne par symbole pour un profil rectangulaire

Références:

- [1] G.L.Turin, "Communications through noisy, random multipaths channels", IRE Convention Rec., Part 4, pp. 154-166, 1956.
- [2] A. Semmar, M. Lecours, H. T. Huynh, "Performance of coherent QPSK communications over frequency-selective fading channels for broadband PCS," Can. J. Elect. & Comp. Eng., Vol. 22, No. 2, p. 51-54, Apr. 1997.
- [3] J. G. Proakis, Digital Communications, New York, McGraw-Hill, 1987.