

# DECISION NEURONALE APPLIQUEE A L'EGALISATION DE CANAUX SATELLITAIRES MOBILES

Steven BOUCHIRED, Mohamed IBNKAHLA, Daniel ROVIRAS, Francis CASTANI

ENSEEIH7/SIC

2 Rue Camichel, 31071 Toulouse Cedex, France

bouchire@len7.enseeiht.fr, roviras@len7.enseeiht.fr

**Résumé** – La présence d'éléments non-linéaires actifs ou passifs dans certains canaux de transmission, tels que le canal satellitaire, distord le signal transmis. Les modulations à enveloppe non-constante comme la MAQ-16 sont d'autant plus affecté par ce phénomène. Au cours des dix dernières années les réseaux de neurones (RN) sont apparus comme un outil compétitif pour l'égalisation de canaux de transmission linéaires ou non-linéaires. Cependant, ils se caractérisent souvent par leur lente convergence, ce qui résulte en de mauvaises performances lorsqu'on égalise des canaux mobiles. Le présent article propose de combiner de simples RN à des égaliseurs plus conventionnels tels que l'égaliseur transversal linéaire. On montre que les techniques neuronales approchent les courbes de décision optimales au sens de Bayes. Enfin, les structures d'égaliseurs neuronaux sont appliqués à un modèle de canal mobile par satellite.

**Abstract** – The presence of non-linear devices in several communication channels, such as satellite channels, causes distortions of the transmitted signal. These distortions are more severe for non-constant envelope modulations such as 16-QAM. Over the last years Neural Networks (NN) have emerged as competitive tools for linear and non-linear channel equalization. However, their main drawback is often slow convergence speed which results in poor tracking capabilities. The present paper combines simple NN structures with conventional equalizers. The NN techniques are shown to efficiently approximate the optimal decision boundaries which results in good symbol error rate (SER) performance. The paper gives simulation examples (in the context of satellite mobile channels) and compares neural network approaches to classical equalization techniques.

## 1 Introduction

La demande en moyens de communication fiables à haut débit a littéralement explosé au cours de ces dernières années. L'augmentation du trafic se traduit par un encombrement de la bande passante. Dans le cas des transmissions par satellite, l'utilisation d'amplificateurs non-linéaires comme les Tubes à Ondes Progressives (TOP) rend délicat la transmission de modulations spectralement plus efficaces, comme la MAQ-16. En effet les modulations à enveloppe non-constante sont sévèrement distordues en phase et en amplitude par les TOP.

Au cours de ces dernières années l'égalisation à base de réseaux de neurones (RN) a été intensivement étudiée. Les perceptrons multicouche (MLP) [1] et les réseaux à fonction radiale de base (RBF) [4] constituent des égaliseurs symbole-par-symbole optimaux au sens de Bayes. Néanmoins ils éprouvent des difficultés à suivre les variations des canaux à cause de la lenteur de leurs algorithmes de mise-à-jour. D'autres approches ont été proposées. Des structures simples à base de RN sont combinées avec des égaliseurs conventionnels comme l'égaliseur transversal linéaire (LTE). Dans [2] un MLP particulier appelé LF-NLN (Linear Filter - Nonlinear Network) a été appliqué à l'égalisation de canaux satellite-UMTS

avec modulation MAQ-4. [6] propose l'utilisation de réseaux RBF en tant qu'outil de décision pour des canaux non-linéaires. Les cartes auto-organisatrices de Kohonen (SOM) ont également été utilisées avec des égaliseurs à retour de décision (DFE) dans [5].

L'article s'organise de la façon suivante. Dans la première partie les problèmes causés par les amplificateurs non-linéaires sont introduits. Dans la deuxième partie les structures d'égaliseurs neuronaux hybrides sont détaillées ainsi que les algorithmes d'apprentissage. Enfin les égaliseurs neuronaux sont appliqués à l'égalisation d'un canal satellite pour des signaux MAQ-16.

## 2 Position du problème

La Figure 1 représente un modèle discret équivalent en bande de base d'un canal de transmission mobile par satellite.

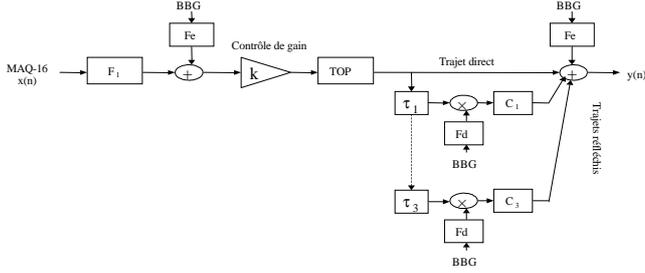


Figure 1 : Canal de transmission mobile par satellite.

L'amplificateur non-linéaire est modélisé par un gain complexe  $G(r) = A(r).e^{j\Phi(r)}$  dépendant uniquement de la puissance instantanée  $r^2$  du signal rentrant. Le modèle de TOP analytique de Saleh a été utilisé :

$$A(r) = \frac{2}{1+r^2}, \Phi(r) = \frac{4.0033r^2}{1+9.104r^2} \quad (1)$$

Deux types de distorsions résultent de l'utilisation d'amplificateurs non-linéaires: distorsions de phase et d'amplitude. Les modulations à amplitude non-constante (type MAQ-16) sont plus sévèrement distordues.

### 3 Prise de décision par réseaux de neurones

La prise de décision dans les LTE et DFE est généralement prise par des opérateurs à seuil à un ou plusieurs niveaux en fonction de la modulation. Dans cette partie nous montrons que des réseaux neuronaux simples peuvent améliorer cette décision.

#### 3.1 Le LF-NLN

Dans [2] un MLP particulier appelé LF-NLN a été introduit. Sa structure est donnée Figure 2. Un filtre linéaire transversal est suivi d'un MLP à fonction d'activation sigmoïdale sans mémoire. Le filtre linéaire du LF-NLN est sensé réduire l'interférence entre symbole comme le ferait un égaliseur linéaire. Le RN sans mémoire qui suit s'occupe exclusivement de "redresser" la constellation afin de permettre une prise de décision correcte par l'opérateur à seuil.

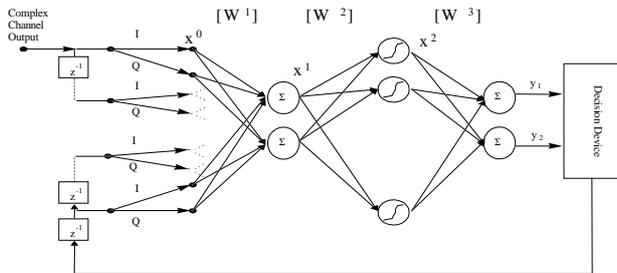


Figure 2 : Linear Filter - Non-Linear Network equalizer.

Le filtre linéaire ainsi que les coefficients de la partie non-linéaire sont mis à jour par l'algorithme de rétropropagation. La version complexe du LF-NLN ainsi que la généralisation en complexe de l'algorithme de rétropropagation appliqué au LF-NLN sont détaillés dans [2]. La sortie du LF-NLN est donnée ci-dessous :

$$\begin{cases} x_1^1(n) = \sum_{k=1}^{N_0} w_{1k}^1(n).x_k^0(n) \\ x_2^1(n) = \sum_{k=1}^{N_0} w_{2k}^1(n).x_k^0(n) \\ x_k^2(n) = f(\sum_{j=1}^2 w_{kj}^2(n).x_j^1(n)) \quad , \forall k \in \{1, \dots, N_h\} \\ y_1(n) = \sum_{k=1}^{N_h} w_{1k}^3(n).x_k^2(n) \\ y_2(n) = \sum_{k=1}^{N_h} w_{2k}^3(n).x_k^2(n) \end{cases}$$

Les coefficients sont mis à jour par l'algorithme de rétropropagation réel (cf. [2]).

#### 3.2 Le LTE-RBF

Dans [6] un réseau RBF avec mémoire a été utilisé pour améliorer la décision d'un DFE dans le cas de canaux non-linéaires. Dans le cas de canaux satellitaires, il est délicat d'estimer précisément les états du canal à cause des distorsions non-linéaires et de la mémoire du canal due aux filtres. En faisant l'hypothèse que l'égaliseur linéaire lutte assez efficacement contre l'IES, le réseau RBF peut s'occuper exclusivement de la prise de décision non-linéaire et peut par conséquent être choisi sans mémoire (cf. Figure 3-a). Pour les signaux MAQ-16 avec peut de bruit montant un réseau RBF à 16 neurones suffit à réaliser des courbes de décision très proches des optimales. Utiliser d'avantage de neurones permet d'estimer les courbes de décision de manière plus précise mais résulte en de plus mauvaises performances de poursuite des variations du canal.

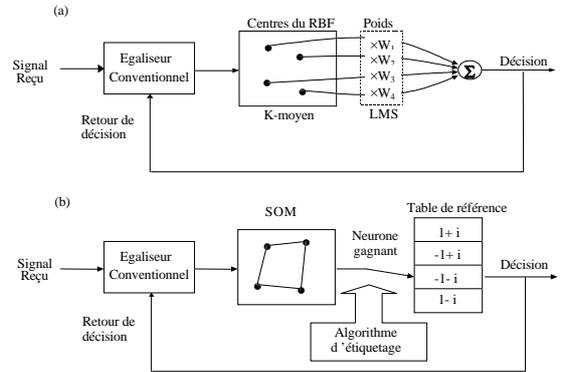


Figure 3: (a) LTE-RBF, (b) LTE-SOM.

La structure de l'égaliseur LTE-RBF est donnée Figure 3-a. L'algorithme LMS est utilisé sur la couche de sortie pour effectuer un étiquetage automatique des neurones. Les neurones sont mis à jour par l'algorithme aveugle k-moyen :

$$\tilde{k} = \arg(\min_k \|X(n) - C_k(n)\|)$$

$$\begin{cases} C_{\tilde{k}}(n+1) = C_{\tilde{k}}(n) + \mu_{RBF}(n) [X(n) - C_{\tilde{k}}(n)] \\ C_i(n+1) = C_i(n) \quad , \forall i \neq \tilde{k} \end{cases}$$

Le réseau RBF offre l'avantage de permettre de calculer la fiabilité des décisions prises.

### 3.3 Le LTE-SOM

Dans [5] il a été montré qu'une SOM permettait de lutter à la fois contre les distorsions de phase et d'amplitude. La SOM prend une décision basée sur le principe du plus proche voisin (cf. Figure 3-b). Chaque neurone de la carte de Kohonen est associé à un symbole de la constellation via une table de référence. Pour une modulation MAQ-16 la topologie de la carte est un carré  $4 \times 4$ .

La mise-à-jour des neurones se fait par la règle d'apprentissage de Kohonen :

$$\tilde{k} = \arg(\min_k \|X(n) - C_k(n)\|)$$

$$C_i(n+1) = C_i(n) + h_{\tilde{k}}(n) [X(n) - C_i(n)], \forall i \in \{1, \dots, N\}$$

Cette règle d'apprentissage permet une meilleure convergence des neurones (par rapport à l'algorithme k-moyen) dans le sens où elle empêche un neurone de couvrir plusieurs nuages de points. En effet si un neurone sort vainqueur plus souvent ses voisins sont attirés dans sa zone et viennent "l'aider". La difficulté de cette méthode réside dans l'attribution des symboles aux neurones par la table de référence.

## 4 Application au canal S-UMTS

### 4.1 Frontières de décision

Les courbes de décision sont tracées dans la Figure 4. Le SOM semble prendre les meilleures décisions.

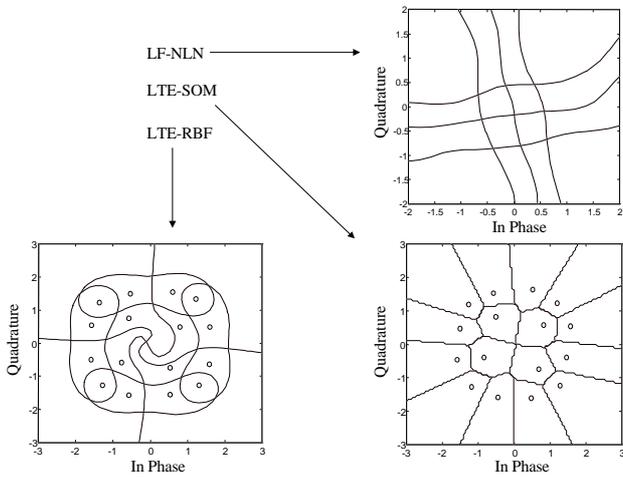


FIG. 1: Figure 4 : Courbes de décision.

### 4.2 Comparaison des Performances

La Figure 5 donne le taux d'erreur de symbole (TES) en fonction du RSB descendant pour un canal fixe. Le LTE-SOM divise le TES par un facteur 100 comparé à l'égaliseur linéaire. Ces résultats sont confirmés pour le canal mobile Figure 6. En revanche on observe que le MLP ne parvient pas à suivre les variations du canal en raison

de la lenteur de l'algorithme de rétropropagation.

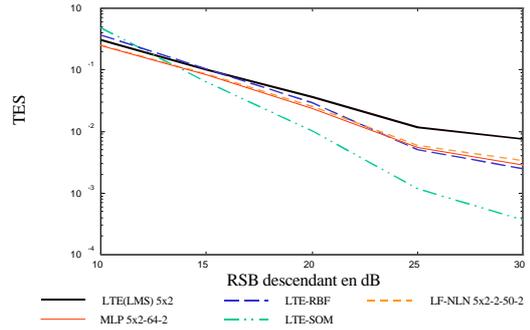


Figure 5: TES vs. RSB descendant : Vmob 0km/h, RSB montant 25dB, recul d'entrée du TOP -3dB.

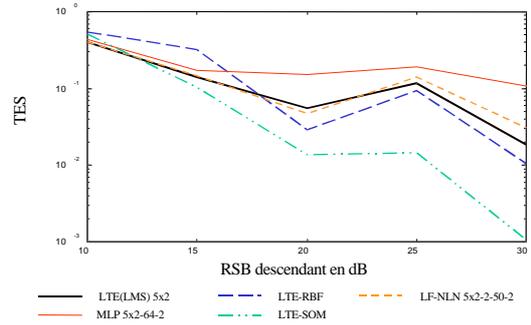


Figure 6: TES vs. RSB descendant : Vmob 150km/h, RSB montant 25dB, recul d'entrée du TOP -3dB.

La Figure 7 trace le TES en fonction du recul d'entrée du TOP (0dB correspond à la saturation) avec une puissance de bruit descendant constante (17dB à -15dB de recul). On observe qu'en augmentant le recul, donc la puissance du signal ré-émis par le satellite, le TES diminue jusqu'à un recul optimal dépendant de l'égaliseur employé. Le LTE-SOM atteint un TES optimal dix fois inférieur à celui de l'égaliseur linéaire.

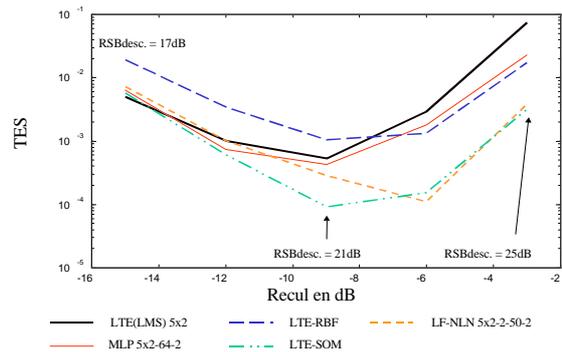


Figure 7: TES vs. recul d'entrée du TOP.

## 5 Conclusion

L'article montre qu'en combinant des structures neuronales très simples avec des égaliseurs conventionnels, on améliore sensiblement leur performance dans le cas de canaux non-linéaires. L'utilisation de modulations à enveloppe non-constantes, plus efficaces spectralement, en

présence d'amplificateurs non-linéaires devient alors envisageable.

## Références

- [1] P.Balay and J.Palicot, "Equalization of nonlinear perturbations by a multilayer perceptron in satellite channel transmission", Proc. of IEEE GLOBECOM, San Francisco (USA), 1994.
- [2] S.Bouchired, M.Ibnkahla, D.Roviras and F.Castanié, "Neural Network Equalization of Satellite Mobile Communication Channels", ACTS Mobile Communications Summit '97, Aalborg (Danemark), October 1997.
- [3] G.Butt, M.A.N.Parks, B.G.Evans, "Narrowband and wideband characterisation of satellite mobile/PCN channel", Proc. of IMSC'95, Ottawa (Canada), June 1995.
- [4] S. Chen, S. McLaughlin and B. Mulgrew, "Complex-Valued Radial Basis Function Network, Part II: Application to Digital Communications Channel Equalisation", Signal Processing, Vol.36, 1994.
- [5] T. Kohonen, E. Oja, O. Simula, A. Visa and J.Kangas, "Engineering Applications of the Self-Organizing Map", Proceedings of the IEEE, Vol.84, No.10, October 1996.
- [6] S.Theodoridis, C.F.N.Cowan, C.P.Callender and C.M.S.See, "Schemes for equalization of communication channels with nonlinear impairments", IEE Proc.-Commun., Vol. 142, No. 3, June 1995.