

Influence du choix de l'égalisation sur les performances de la turbo-égalisation sur des canaux HF

Charlotte LANGLAIS, Maryline HÉLARD

France Telecom R&D, laboratoire DMR/DDH
4 rue du Clos Courtel, BP 59, 35512 Cesson Sévigné Cedex, France
charlotte.langlais@rd.francetelecom.com, maryline.helard@francetelecom.com

Résumé –

Nous étudions la turbo-égalisation appliquée aux canaux HF et à la modulation MAQ-16. Une analyse approfondie des différents égaliseurs est réalisée dans le contexte du processus itératif. Nous montrons l'influence des structures et des algorithmes sur les performances de la turbo-égalisation à différents stades du processus.

Abstract –

We study turbo-equalisation applied to HF channels and to 16-QAM modulation. An analysis of different equalisers is done in the context of the iterative process. We show the influence of the structures and algorithms on the performance of turbo-equalisation at different stages of the process.

1 Introduction

Le bruit et l'interférence entre symboles (IES) sont les deux principaux facteurs qui dégradent les performances des systèmes de communications numériques. Durant les trois dernières dizaines d'années, de nombreuses méthodes d'égalisation ont été développées. Les techniques sous-optimales du type égaliseur linéaire transverse (ELT) ou égaliseur à retour de décisions (ERD) ont été largement étudiées ainsi que la technique basée sur le Maximum de Vraisemblance (MV), souvent appelée détecteur ou égaliseur de Viterbi. Bien que le traitement de cet égaliseur soit optimal, les chercheurs qui se sont intéressés aux canaux HF l'ont très peu utilisé à cause de sa complexité exponentielle avec la longueur de la réponse impulsionnelle du canal.

A la suite de l'apparition des systèmes dits itératifs, Christophe Laot a montré dans [1] qu'il était possible d'associer un décodage de canal à une égalisation adaptative par filtrage afin de tirer parti au mieux de leur fonctionnalité. Cette technique, appelée turbo-égalisation, permet alors de traiter conjointement et itérativement le bruit et l'IES. Les canaux HF (Haute Fréquence) sont définis par des évanouissements temporels liés au Doppler ainsi que des trajets multiples. Le décalage Doppler peut dépasser 1Hz sur les canaux HF, notamment lors de transmission par réflexions multiples sur la couche ionosphérique. L'augmentation des débits, nécessaire à l'apparition de nouveaux services dans les transmissions numériques, peut être possible en augmentant l'efficacité spectrale et/ou le débit symbole. Les modulations MDP-M habituellement utilisées pour les canaux HF sont dans ce papier remplacées par une modulation de type MAQ-M, dont l'utilisation n'est possible que grâce à la turbo égalisation. En effet, les techniques classiques associées à une MAQ-16 ne sont pas

assez performantes. L'augmentation du débit symbole a pour conséquence d'étaler temporellement la réponse impulsionnelle du canal ainsi que les évanouissements par rapport à la durée symbole. Ces deux effets seront étudiés en détail ainsi que leur influence sur le choix de la structure des égaliseurs et des algorithmes d'adaptation qui leur sont associés.

Dans [2], l'importance de l'égaliseur de la première itération est mis en avant et notamment son influence sur le point de déclenchement du processus itératif est étudié. Dans ce papier, nous analysons donc la structure du premier égaliseur et la façon dont les coefficients sont obtenus ainsi que leur influence sur le déroulement du processus itératif et ses performances. Pour les itérations suivantes, l'égaliseur classique n'est plus utilisé. En effet, une structure de type annulation d'interférences, qui permet de supprimer entièrement l'IES, est mieux adapté au principe itératif. Nous montrerons les avantages et les inconvénients du calcul des coefficients du filtre à l'aide d'une estimation de canal par rapport à une adaptation directe de ces mêmes coefficients notamment dans le contexte de poursuite des variations du canal.

2 Modèle de simulation et de canal

Le canal HF est modélisé par une ligne à retard avec des coefficients qui varient dans le temps suivi par l'addition d'un bruit blanc gaussien. Les coefficients, modélisés par une variable aléatoire indépendante complexe gaussienne, sont espacés d'un temps symbole. Ils sont générés en filtrant un bruit blanc gaussien au travers d'un filtre dont la bande est de l'ordre du décalage Doppler. Les symboles modulés selon la MAQ-16 sont envoyés sur le canal discret équivalent du canal HF. Pour une transmission à 9kBd et un étalement des retards jusqu'à 2ms, 17 coefficients sont

nécessaires pour représenter entièrement ce canal à deux trajets affectés d'un Doppler indépendant de 1Hz. Ce canal est habituellement appelé canal «CCIR mauvais». Le filtre de réception est adapté au filtre d'émission en cosinus surélevé dont le roll-off est 0.22.

Le principe de la turbo égalisation a déjà été présenté en détail ([1]). La figure 1 présente le contenu d'un module de turbo égalisation. La fonction égaliseur varie suivant la position du module : en première itération tout type d'égaliseur classique peut être utilisé, et notamment l'égaliseur de Viterbi, l'ELT ou l'ERD. Toute les informations transmises entre les fonctions d'un module et d'un module à l'autre sont la plupart du temps douces. La première itération sert de borne limite supérieure puisqu'elle correspond à un système classique de transmission numérique par opposition aux systèmes itératifs. Pour les itérations suivantes, deux types d'information sont disponibles : l'information retardée provenant du canal et l'information provenant de l'itération précédente qui correspond à une estimation des données émises.

3 Égalisation : première itération

3.1 Choix de la structure et de l'algorithme d'adaptation

L'égaliseur de Viterbi est optimal au sens du maximum de vraisemblance. De ce fait, il donne les meilleures performances en terme de taux d'erreurs binaires. Cependant, sa complexité est exponentielle avec la longueur de la RI et l'ordre de la modulation. Ainsi, pour le canal étudié de longueur 17 temps symbole et la MAQ-16, on obtient 4^{16} états ! Un algorithme simplifié sous-optimal est envisageable mais il ne permet pas d'atteindre les performances du MLSE. D'autre part, une comparaison des bornes limites de l'ERD et de l'égaliseur de Viterbi a été réalisée par Falconer [3]. Cette étude montre que les bornes limites de l'ERD et de l'égaliseur de Viterbi sont assez proches. Toutefois, cette étude ne prenait en compte ni les problèmes d'adaptation des coefficients de l'ERD, ni le problème de propagation d'erreur dans l'ERD puisque seules les bornes limites étaient comparées. Pour des raisons de complexité, nous étudions donc les égaliseurs par filtrage adaptatif du type ERD et ELT.

La plupart des auteurs ([4] [5]) proposent d'utiliser plutôt l'ERD car cet égaliseur permet d'obtenir de bonnes performances sur les canaux qui possèdent des évanouissements fréquents infinis. Cependant, beaucoup d'études ne prennent pas en compte le phénomène de propagation d'erreur en supposant qu'aux rapports signal-à-bruit de fonctionnement du système, il existe peu d'erreurs en sortie de l'organe de décision. Sur les canaux variants dans le temps, des évanouissements profonds peuvent apparaître occasionnant d'importantes pertes de puissance. Lors de ces périodes la propagation d'erreurs est très importante et peut conduire à des divergences qui nécessitent une séquence d'apprentissage périodique. Cette perte en débit peut compenser les gains de performances de l'ERD sur

l'ELT et rendre ainsi l'ELT plus performant puisqu'il ne souffre pas de divergence structurelle. Par contre, ses performances optimales sont largement inférieures à celles de l'ERD car il ne traite pas correctement les zéros du spectre fréquentiel [6]. Il est donc intéressant de comparer l'ELT et l'ERD dans des conditions pratiques afin de trouver un compromis entre performances en terme de TEB et débit utile. D'autre part, il ne faut pas oublier que ces deux égaliseurs vont être testés en première position d'un processus itératif. Ils ont donc le rôle important de déclencher le processus ce qui conduit à un critère de performances à respecter obligatoirement.

Dans [7], Hsu a testé un ERD associé à plusieurs types d'algorithmes d'adaptation. Il montre que les algorithmes du type LMS ne permettent pas de suivre correctement les variations du canal. Cela conduit alors à un TEB irréductible. Dans ce cas, même si l'on augmente le rapport signal-à-bruit, le TEB ne diminue pas : le bruit associé à une mauvaise adaptation est alors plus fort que le bruit additif du canal. Dans [5], Ling montre qu'il existe deux sources d'erreurs possibles au cours d'une adaptation. Tout d'abord, l'algorithme conduit à des coefficients qui ne sont pas exactement les coefficients optimaux : c'est le bruit interne à l'algorithme. Ensuite, pour des canaux variant dans le temps il existe toujours un décalage entre les valeurs estimées à un instant et les valeurs optimales à ce même instant. Ling donne alors les résultats d'analyse de deux algorithmes LMS (Least Mean Squares) et LS (Least Squares) dans le cas d'un ERD. Il montre que les deux algorithmes conduisent au même bruit interne mais ont des capacités de poursuite différentes. L'ERD LS est toujours meilleur que l'ERD LMS sauf lorsque les valeurs propres de la matrice d'autocorrélation du vecteur d'entrée de l'ERD sont égales et que la puissance d'entrée du récepteur est maintenue constante, ce qui n'est pas le cas pour les canaux multitrajets variant dans le temps.

Nous avons voulu vérifier la théorie ci-dessus pour notre application et notamment dans le cas de débits plus élevés pour lesquels les variations du canal par rapport au temps symbole sont plus lentes. Nous avons donc simulé les algorithmes LMS et RLS (Recursive Least Squares ou de Kalman)[8]. Il est possible d'utiliser d'autres algorithmes plus simples et plus stables et ayant les mêmes performances en terme de poursuite des variations et de TEB que l'algorithme RLS [5] [4].

3.2 Résultats de simulation

Afin de comparer les structures et algorithmes les plus performants pour l'application et le canal envisagés, des simulations de type Monte-Carlo ont été réalisées. Comme il est difficile de tester la structure sans un algorithme d'adaptation, le choix s'est fait conjointement. Le RLS est l'algorithme le plus performant du point de vue des poursuites des variations du canal et il conduit aux meilleurs TEB. Nous utilisons donc le RLS comme algorithme de référence afin de choisir la structure de filtre la mieux adaptée. Lorsque la structure sera choisie, on réalisera alors une comparaison des algorithmes au niveau performance et complexité afin d'obtenir le meilleur compromis.

Nous avons vu au paragraphe 3.1 que la séquence d'apprentissage a un rôle très important puisqu'elle permet de limiter la propagation d'erreurs à travers le filtre arrière de l'ERD et la divergence de l'algorithme d'adaptation. Nous avons donc testé deux types de séquences. La première est constituée de 100 symboles connus pour 400 symboles d'information, soit 25% d'apprentissage. La seconde, qui est présentée FIG. 2 est extraite d'une norme existante sur les transmissions sur canal ionosphérique. Les tailles des filtres ont été choisies en fonction de la longueur de la RI. L'ELT possède 33 coefficients ce qui correspond à une longueur de RI de part et d'autre du coefficient central. L'ERD possède 17 coefficients à l'avant et 16 coefficients à l'arrière. Le nombre de coefficients est donc égal pour les deux structures et a été réduit au minimum afin de limiter la complexité et d'éviter de ralentir la poursuite de l'algorithme d'adaptation. Le facteur d'oubli du RLS a été optimisé par rapport au canal étudié, il est égal à 0.99 pour les deux structures. Les rapports signal-à-bruit sont donnés pour une plage d'observation infinie. Pour une plage plus courte, le rapport signal-à-bruit réel pour cette période peut être différent suivant les évanouissements qui ont eu lieu. Pour obtenir les courbes de TEB, le point d'arrêt est 10^7 bits. Nous avons vérifié que la puissance moyenne du signal sur cette période est égale à la puissance statistique demandée.

La figure 3 présente les performances en terme de TEB pour un entrelacement de 138384 bits, optimisé par rapport au temps de cohérence du canal, de l'ELT et l'ERD pour les deux types de séquences d'apprentissage. On remarque tout d'abord que la séquence d'apprentissage à 25% ne donne pas de performances permettant de démarrer la convergence du processus itératif puisqu'un TEB irréductible proche de 0.1 est obtenu quelque soit la structure utilisée. Pour la séquence d'apprentissage à 50%, l'ERD possède de bien meilleures performances. Dans ce cas, la propagation d'erreurs de l'ERD est limitée par la séquence d'apprentissage et permet d'obtenir un TEB suffisant pour le processus itératif.

Nous avons ensuite testé les algorithmes d'adaptation LMS et RLS. La figure 4 présente l'EQM en sortie de l'ERD pour le RLS avec un facteur d'oubli de 0.99 et le LMS avec un pas d'adaptation constant de 10^{-2} optimisé pour le canal. Les deux algorithmes semblent se comporter de la même façon lorsque les évanouissements sont peu profonds. Par contre le RLS permet de rester en dessous de -2dB alors que le LMS ne peut suivre correctement les variations du canal. Il conduit alors à des EQM supérieures à 0dB. Bien que le canal soit plus lent, par rapport au débit symbole, que dans les articles précédents, le LMS ne semble toujours pas adapté à ce canal. Nous choisissons donc le RLS comme algorithme d'adaptation de l'égaliseur de la première itération.

4 Égalisation : autres itérations

Christophe Laot a proposé l'utilisation d'un annuleur d'interférences (AI) comme égaliseur des itérations suivantes [1]. Dans [9], les auteurs proposent l'utilisation d'un

ERD pour toutes les itérations. Cependant, ce choix se révèle sous-optimal puisque l'ERD ne permet pas de supprimer entièrement les interférences lorsque le canal est quelconque et notamment lorsqu'il n'est pas à phase minimale [6]. L'annuleur d'interférences quant à lui permet de supprimer de façon optimale l'interférence entre symboles. L'équation 1 donne l'expression de la sortie lorsque le canal et les données émises sont connues. Cela montre qu'il est donc possible de supprimer entièrement les interférences ce que l'ERD ne peut pas faire dans les mêmes conditions. L'annuleur d'interférences est donc choisi pour réaliser l'égalisation des itérations suivantes.

$$\hat{d}(n) = \frac{1}{1 + \sigma_b^2} \left\{ d(n) + \sum_{k=0}^L h^*(L-k)b(n-k) \right\} \quad (1)$$

si $\sigma_d^2 = 1$ (symbole émis appartient à une constellation normalisée).

Les équations 2, 3 et 4 donnent les coefficients optimaux des deux filtres qui composent l'AI. Soit $\tilde{B}(f)$, le filtre avant adapté à la réponse $H(f)$ du canal et $\tilde{C}(f)$ le filtre arrière annuleur.

$$\tilde{B}(f) = \frac{1}{1 + \sigma_b^2} \sum_{l=0}^{L-1} h^*[l] e^{j2\pi f l T} \quad (2)$$

$$\tilde{C}(f) = \frac{1}{1 + \sigma_b^2} \sum_{l=-L+1}^{L-1} c[l] e^{-j2\pi f l T} \quad (3)$$

$$c[l] = \sum_{j=0}^L h^*[j-l]h[j] - \delta_{l,0} \quad (4)$$

Le coefficient central du filtre $\tilde{C}(f)$, dont la longueur est $2L-1$, est nul. Le filtre avant $\tilde{B}(f)$ possède L coefficients. On remarque que les coefficients des filtres peuvent s'obtenir facilement à l'aide des coefficients $h[k]$ de la RI du canal ce qui n'était pas le cas à la première itération avec l'ERD. Lorsqu'il est nécessaire de suivre les variations du canal, il existe alors deux solutions pour calculer les coefficients de l'AI de manière adaptative. L'algorithme d'adaptation peut travailler directement sur les coefficients du filtre. Il peut également être utilisé lors d'une estimation de canal afin d'obtenir les coefficients de la RI. Il suffit alors de calculer les coefficients correspondants du filtre. Cependant les deux méthodes ne donnent pas les mêmes performances. En effet, la première est basée sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne en sortie de l'égaliseur. Les coefficients obtenus ne sont alors pas forcément les coefficients optimaux, ils dépendent de la fiabilité des données fournies par l'itération précédente. La seconde méthode permet d'estimer les coefficients de la RI mais elle ne permet pas l'obtention du minimum d'erreur quadratique en sortie de l'égaliseur. A chaque itération, les coefficients des filtres de l'AI utilisés sont les coefficients optimaux calculés à l'aide des coefficients estimés de la RI. La première méthode est donc la plus performante en théorie. Cependant, lorsque le canal varie dans le temps, la capacité de poursuite des variations doit être prise en compte. Notamment, un nombre de coefficients trop élevé

peut ralentir la poursuite et ainsi engendrer une perte en performances importante. Or, pour l'estimation de canal, le nombre de coefficients est L , la taille de la RI du canal alors que pour l'annuleur d'interférences il est de $3L - 1$ avec le filtre avant et le filtre arrière. Dans ce cas, la solution avec estimation de canal sera la plus performante pour suivre les variations du canal.

Nous ne pouvons donc pas dire a priori laquelle des deux solutions sera la meilleure. Des simulations montrent la supériorité du système avec estimation de canal. La poursuite des variations est donc un paramètre plus important que la notion d'optimalité. De plus, l'utilisation de l'estimation de canal permet de diminuer la complexité. Nous nous intéressons maintenant à la vitesse d'adaptation pour l'estimation de canal. L'algorithme RLS est plus rapide mais également très complexe par rapport au LMS. Nous montrons que l'algorithme RLS permet d'obtenir la borne optimale en trois itérations (cf. FIG. 5), ce qui n'est pas le cas de l'algorithme LMS pour lequel un plus grand nombre d'itérations est nécessaire.

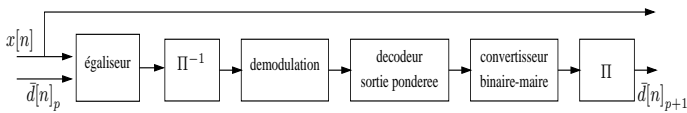


FIG. 1 – Schéma général d'un module de turbo-égalisation

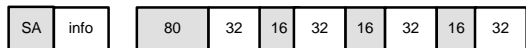


FIG. 2 – Séquence d'apprentissage à 50%

Remerciements

Nous tenons à remercier très sincèrement Christophe Laot pour toute son aide efficace au cours de nos études sur la turbo-égalisation.

Références

- [1] C. LAOT, A. GLAVIEUX, J. LABAT, ET D. LEROUX. «Turbo-égalisation des modulations MAQ-M sur des canaux non stationnaires sélectifs en fréquences». GRETSI, septembre 1999.
- [2] A. ROUMY, I. FIJALKOW, D. PIREZ, ET P. DUVAUT. «Quelques aspects de la turbo-égalisation». GRETSI, septembre 1999.
- [3] D. D. FALCONER, A. U. H. SHEIKH, A. ELEFTHERIOU, ET M. TOBIS. «Comparison of DFE and MLSE receiver performance on HF channels». Globecom, 1983.
- [4] E. ELEFTHERIOU ET D. D. FALCONER. «Adaptive Equalization Techniques for HF Channels». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. SAC-5, n° 2, pp. 238–247, février 1987.
- [5] F. LING ET J. G. PROAKIS. «Adaptive Lattice Decision-Feedback Equalizers - Their Performance and Application to Time-Variant Multipath Channels». *IEEE Tr. on Communications*, Vol. COM-33, n° 4, pp. 348–356, avril 1985.
- [6] J. BROSSIER. *Signal et Communication Numérique*. Herms, 1997.
- [7] F. M. HSU, A. A. GIORDANO, H. E. DE PEDRO, ET J. G. PROAKIS. «Adaptive equalization techniques for high speed

transmission on fading dispersive HF channels». NTC, 1980.

- [8] J. G. PROAKIS. *Digital Communications 3rd Edition*. Mc Graw-Hill international Editions, 1995.
- [9] P. STRAUCH, C. LUSHI, M. SANDELL, ET R. YAN. «Turbo Equalization for an 8-PSK Modulation Scheme in a Mobile TDMA Communication System». In *Proceedings of VTC*, pp. 1605–1609, 1999.

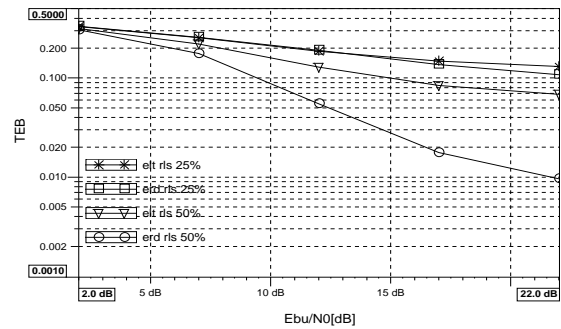


FIG. 3 – TEB de l'ERD et de l'ELT (RLS) pour les deux séquences

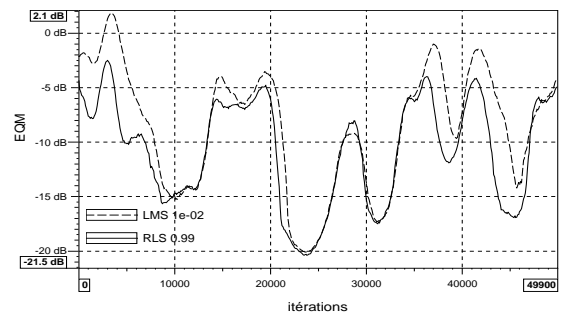


FIG. 4 – EQM de l'ERD avec le RLS et le LMS pour une séquence à 50%, RSB=20dB

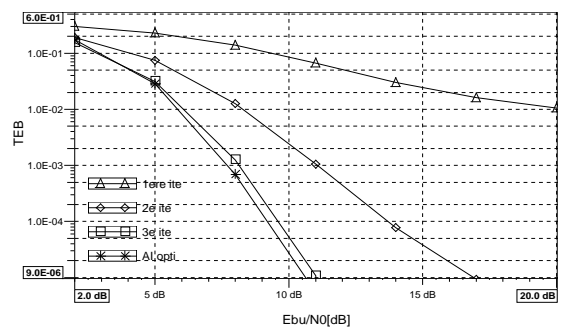


FIG. 5 – TEB pour trois itérations du système turbo-égalisation avec estimation de canal RLS