

# Egalisation hybride des signaux FTN à faible complexité pour les systèmes acoustiques sous-marins

Tarak ARBI<sup>1</sup>, Benoît GELLER<sup>1</sup>

<sup>1</sup>U2IS, ENSTA Paris, IP Paris

828 Bd des Maréchaux, 91120 Palaiseau, France \*

tarak.arbi@ensta-paris.fr, benoit.geller@ensta-paris.fr

**Résumé** – La transmission au-delà de la cadence de Nyquist (Faster-Than-Nyquist) est une technique prometteuse pour améliorer les débits des systèmes de communications sous-marins. Néanmoins, elle conduit inévitablement à des Interférences Entre-Symboles (IES) qui doivent être traitées efficacement afin d’obtenir de bonnes performances. Pour cela, cet article propose une nouvelle méthode de turbo-égalisation hybride des signaux FTN pour les systèmes de communications sous-marins. Contrairement à l’algorithme conventionnel d’égalisation hybride (HTFDE), avec la méthode proposée, chaque égaliseur opérant dans le domaine des fréquences (FDE) est suivi d’un algorithme permettant conjointement la synchronisation de la phase et l’égalisation adaptative dans le domaine temporel (TDE). Nos simulations, notamment sur des canaux sous-marins réels, montrent que notre méthode permet de meilleures performances que celles des méthodes conventionnelles.

**Abstract** – The underwater acoustic channel has a limited bandwidth; it is thus necessary to optimize the spectrum efficiency with for instance the choice of a Faster-Than-Nyquist technique. However, this necessarily leads to Inter-Symbol Interference that needs to be tackled in order to achieve a good system performance ; this becomes especially critical for the underwater acoustic channel and we thus propose an original hybrid turbo equalization method for systems using Faster-Than-Nyquist signaling. Differently from the traditional Hybrid Time-Frequency Domain Equalizer (HTFDE), with the proposed method, each Frequency Domain Equalizer (FDE) is followed by a phase error estimator and an adaptive Time Domain Equalizer (TDE). Our simulations, including real underwater channels, show that our proposal improves the system performance compared to conventional methods.

## 1 Introduction

Les débits des communications acoustiques sous-marines sont sévèrement limités en raison de la faible bande passante disponible du canal Acoustique Sous-Marin (ASM) [1]. Par conséquent, les techniques de communication à haute efficacité spectrale, telles que les modulations de valence élevée et les constellations tournées (Signal Space Diversity - SSD) [2, 3], sont intéressantes pour les systèmes de communication ASM; en particulier, la technique Faster-than-Nyquist (FTN) permet d’améliorer les débits au-delà des limites établies par Nyquist [4, 5]. En effet, dans le même laps de temps, la modulation FTN permet d’envoyer plus de symboles que les modulations conventionnelles sans aucune réduction de l’efficacité spectrale. Cela entraîne invariablement des interférences entre symboles (IES, ou en anglais ISI) qui doivent être traitées efficacement. En particulier, l’égalisation dans le domaine temporel (TDE) peut considérablement améliorer les performances du système [6, 7]; cependant, pour le canal ASM, l’étalement de la réponse impulsionnelle du canal peut être important, ce qui rend la complexité de l’égalisation TDE rédhibitoire. Pour faire face à ce problème, l’égalisation dans le domaine des fréquences (FDE) a été proposée [8]; elle permet de réduire considérablement la complexité, mais ses performances en revanche ne sont pas tou-

jours satisfaisantes. Plus récemment, une égalisation hybride dans les domaines temporel et des fréquences (HTFDE) a été proposée [9]. Elle permet d’obtenir de bonnes performances à un coût calculatoire modéré.

Cet article propose une nouvelle méthode d’égalisation hybride HTFDE des signaux FTN pour les communications acoustiques sous-marines. Elle est basée sur l’utilisation de plusieurs égaliseurs opérant en parallèle dans le domaine des fréquences conçus pour minimiser l’erreur quadratique moyenne (MMSE); chaque égaliseur FDE est suivi conjointement d’un égaliseur récursif opérant dans le domaine temporel et un estimateur de phase. Nos simulations montrent que l’algorithme proposé permet un gain significatif par rapport aux méthodes conventionnelles.

Cet article est organisé comme suit. La section suivante introduit le modèle du système. On détaille en section 3 l’égaliseur HTFDE proposé. La section 4 présente les résultats de simulations et la section 5 conclut cet article.

## 2 Le modèle du système

Les bits d’information  $b$  sont d’abord codés [10, 11], puis entrelacés et enfin transformés en une suite de symboles d’une constellation M-QAM. Ensuite, les symboles sont divisés en

\* Cette étude a bénéficié du support du projet européen MarTERA Bioglider.

blocs de  $N$  symboles. Un en-tête de  $P$  symboles d'une séquence pseudo-aléatoire (PN) est ensuite ajouté au début de chaque bloc. Le  $l$ -ième bloc est défini par :

$$\mathbf{s}^l = [s^l(0), s^l(1), \dots, s^l(N-1)]^T, \quad (1)$$

où  $s^l(j)$  est le  $j$ -ième symbole QAM du bloc d'indice  $l$ .

Par souci de simplicité et sans perte de généralité, l'indice de bloc  $l$  n'est pas précisé dans la suite de cet article. Les symboles transmis s'écrivent :

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n g(t - nT), \quad (2)$$

où  $g(t)$  est un filtre de mise en forme,  $T = \alpha T_0$  est la durée symbole,  $T_0$  est une durée symbole vérifiant le critère de Nyquist classique pour éviter les interférences ISI et  $\alpha$  est ce que l'on appelle le facteur d'accélération avec  $0 < \alpha \leq 1$  [5].

Dans cet article, on considère une configuration SIMO (Single-Input Multiple-Output) avec  $K$  antennes du côté du récepteur. Le récepteur commence d'abord par séparer les symboles reçus en blocs de  $N$  observations. En supposant une parfaite synchronisation temporelle et que le canal soit invariant sur chaque durée de bloc, l'observation reçue sur la  $k$ -ième antenne à l'instant  $n$  s'écrit :

$$r_k(n) = e^{j\phi_{k,n}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=-v}^v s_n h_l^k g(nT - (l+m)T) + w(nT), \quad (3)$$

où  $w$  est un Bruit Additif Blanc Gaussien (BABG) de variance  $\sigma_w^2$ ,  $h_l^k$  est la réponse du canal, et  $L$  (resp.  $2v$ ) est la quantité d'interférences ISI introduites par le canal (resp. modulation FTN).

Le récepteur doit donc lutter efficacement contre les variations de la phase et les interférences ISI introduites par le canal et par le non-respect du critère de Nyquist. L'algorithme hybride proposé pour l'égalisation conjointe et l'estimation de phase est détaillé dans la section suivante. Les symboles  $z_k$  obtenus à l'issue de l'égalisation hybride (voir Fig. 1), s'écrivent comme suit :

$$z_k = \beta_0 s_k + \nu_k, \quad (4)$$

où  $\beta_0$  est un biais constant et  $\nu_k$  est un bruit gaussien de variance  $\sigma_v^2$ . À partir des symboles  $z_k$ , le convertisseur de symboles en bits (SBC) calcule le rapport de logarithme de vraisemblance (LLR) pour chaque bit comme suit :

$$LLR(l^i(z_k)) = \ln \frac{\sum_{s \in \mathcal{S}_i^1} \exp\left(-\frac{|z_k - \beta_0 s|^2}{\sigma_v^2}\right)}{\sum_{s \in \mathcal{S}_i^0} \exp\left(-\frac{|z_k - \beta_0 s|^2}{\sigma_v^2}\right)}, \quad (5)$$

où  $l^i(z_k)$  est le  $i$ -ième bit du symbole  $z_k$  et  $\mathcal{S}_i^b$  désigne l'ensemble des points de la constellation dont le  $i$ -ième bit vaut  $b = 1$  ou  $0$ .

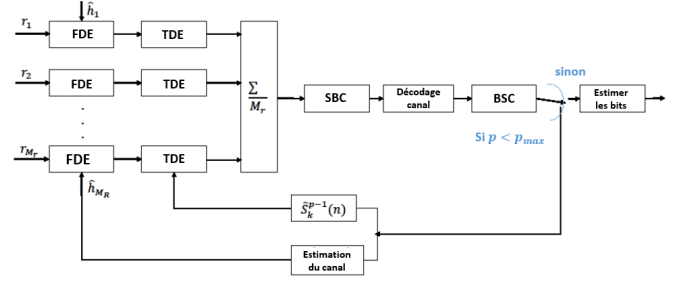


FIGURE 1 – L'égaliseur HTFDE.

Ensuite, et après le décodage canal, les informations extrinsèques obtenues par ce dernier, sont utilisées par le convertisseur de bits en symboles (BSC) afin d'obtenir des estimations souples sur les symboles émis  $\bar{s}_k^{(p-1)}$  (pour  $p > 1$ ); de plus, les symboles  $\bar{s}_k^{(p-1)}$  sont utilisés à la prochaine itération  $p$  de notre algorithme afin d'améliorer les performances de l'égalisation et la synchronisation de la phase. Enfin, après  $p_{max}$  itérations (i.e. égalisation/décodage canal), le récepteur estime les bits d'information à partir des LLRs obtenus à l'issue du décodeur.

### 3 L'algorithme de turbo égalisation hybride proposé

La Figure 1 présente l'architecture de l'algorithme d'égalisation hybride proposé. Le récepteur effectue d'abord l'égalisation dans le domaine des fréquences pour chaque signal reçu, et il procède ensuite à l'égalisation et la correction de phase dans le domaine temporel. Les sous-sections suivantes présentent les différents composants de l'égaliseur hybride proposé.

#### 3.1 Égalisation fréquentielle

L'équation (3) représente une structure basée sur une matrice circulaire, de sorte que le  $k$ -ième bloc peut être réécrit comme suit :

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{s} + \mathbf{w}_k, \quad (6)$$

où  $\mathbf{H}$  est une matrice circulante ayant une décomposition propre :

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{Q}^T \mathbf{\Delta}_k \mathbf{Q}^*, \quad (7)$$

où  $\mathbf{Q}$  est la matrice de la transformée de Fourier.

Les symboles reçus s'écrivent dans le domaine des fréquences comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_k &= \mathbf{Q}^* \mathbf{r}_k, \\ &= \mathbf{\Delta}_k \mathbf{Q}^* \mathbf{s} + \mathbf{Q}^* \mathbf{w}_k, \\ &= \mathbf{\Delta}_k \mathbf{S} + \mathbf{W}_k, \end{aligned} \quad (8)$$

où  $\mathbf{R}_k$  (resp.  $\mathbf{W}_k$ ) désigne le bloc de symboles (resp. le bruit Gaussien) dans le domaine des fréquences. En utilisant le critère MMSE [8], le récepteur obtient les symboles égalisés dans le domaine des fréquences comme suit :

$$\tilde{z}_k = \mathbf{M}_k \mathbf{R}_k, \quad (9)$$

où  $\mathbf{M}_k$  est une matrice diagonale dont le  $i$ -ème élément est égal à :

$$\mathbf{M}_k(i) = \frac{\lambda_k^*(i)}{|\lambda_k^*(i)|^2 + \sigma_w^2}, \quad (10)$$

où  $\lambda_k(i)$  est le  $i$ -ème élément de la matrice diagonale  $\mathbf{\Delta}_k$ .

Enfin, l'algorithme récursif des moindres carrés (RLS) est utilisé pour mettre à jour la matrice du filtre MMSE.

### 3.2 Égalisation temporelle

En pratique, la réponse du canal peut varier au niveau d'un bloc de symboles et l'estimation du canal est souvent biaisée ; par conséquent, les observations obtenues à l'issue de l'égalisation dans le domaine des fréquences souffrent souvent d'interférence ISI [13, 14] résiduelle nécessitant une synchronisation plus fine [15, 16]. Après transformée de Fourier inverse, le symbole égalisé en fréquence à l'instant  $n$  s'écrit :

$$\tilde{z}_k(n) = \tilde{h}_0 s_n + \sum_{l \neq 0} \tilde{h}_l s_{n-l} + \tilde{w}(n). \quad (11)$$

Il est donc souvent nécessaire que le récepteur égalise les symboles obtenus à l'issue de l'égalisation FDE dans le domaine temporel (cf. Figure 1). L'égalisation TDE proposée se compose de deux égaliseurs Feedforward ( $f_k(n)$ ) et Feedback ( $g_k(n)$ ). Pour améliorer les performances de l'égalisation temporelle, l'égalisation TDE proposée effectue de façon conjointe la synchronisation de la phase ; enfin le récepteur prend la moyenne des symboles égalisés  $z_k$  en sortie des égaliseurs TDEs. Il est utile de souligner qu'à la première itération, seul l'égaliseur Feedforward est utilisé. De plus, les informations extrinsèques fournies par le décodage canal à l'itération ( $p-1$ ) sont utilisées à l'itération  $p$ , à la fois pour améliorer l'estimation de la réponse du canal et pour alimenter l'égaliseur Feedback afin de mieux neutraliser les interférences ISI. Après  $p_{max}$  itérations, le récepteur estime les bits d'information à partir des LLRs obtenus à l'issue du décodage canal.

Pour chaque itération  $p$ , l'égaliseur temporel est alimenté par les observations obtenues en sortie du DFE  $\tilde{Z}_k$  et par les symboles estimés  $\tilde{S}(n)$  obtenus à l'itération ( $p-1$ ). Par souci de clarté, on renonce dans la suite à l'indice ( $p$ ). La sortie de l'égaliseur TDE est donnée par :

$$z_k(n) = f_k(n)^T \tilde{Z}_k(n) e^{-i\hat{\phi}_{k,n}} - g_k(n)^T \tilde{S}(n), \quad (12)$$

où  $\tilde{S}(n) = [\tilde{s}(n+L_2), \dots, \tilde{s}(n), \dots, \tilde{s}(n-L_2)]^T$  et  $\tilde{s}(n)$  est soit un symbole connu (préambule), soit un symbole estimé ;  $\tilde{Z}_k(n) = [\tilde{z}_k(n+L_1), \dots, \tilde{z}_k(n), \dots, \tilde{z}_k(n-L_1)]^T$  désigne les observations reçues à l'issue de l'égalisation en fréquences,  $f_k(n)$  (resp.  $g_k(n)$ ) est un filtre transversal de taille  $2L_1+1$  (resp.  $2L_2+1$ ), et  $\hat{\phi}_{k,n}$  est l'erreur de phase estimée. Les coefficients des filtres sont mis à jour afin de minimiser l'erreur quadratique moyenne :

$$J(f_k, g_k, \hat{\Phi}_k) = E \{ |z_k(n) - \tilde{s}(n)|^2 \}. \quad (13)$$

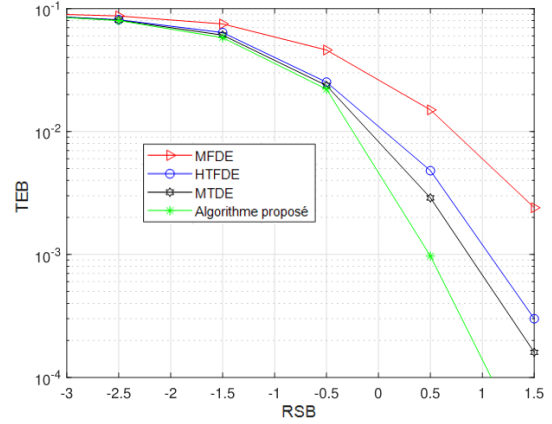


FIGURE 2 – Les performances des algorithmes considérés sur le canal synthétique (17) pour la constellation QPSK avec 4 hydrophones côté récepteur.

En utilisant l'algorithme de descente de gradient stochastique, les coefficients des égaliseurs et de l'estimateur de phase sont mis à jour comme suit :

$$f_k(n+1) = f_k(n) - \mu \nabla_{f_k} (|z_k(n) - \tilde{s}(n)|^2) \quad (14)$$

$$g_k(n+1) = g_k(n) - \mu \nabla_{g_k} (|z_k(n) - \tilde{s}(n)|^2) \quad (15)$$

$$\hat{\Phi}(n+1) = \hat{\Phi}(n) - \gamma \nabla_{\hat{\Phi}_k} (|z_k(n) - \tilde{s}(n)|^2), \quad (16)$$

où  $\mu$  et  $\gamma$  sont des pas appropriés.

## 4 Résultats des simulations

Cette section compare les performances de l'algorithme proposé à celles des autres méthodes conventionnelles d'égalisation.

Dans nos simulations, chaque bloc de 1000 bits est codé avec un turbo-code de rendement 1/3. Les symboles codés sont par la suite transformés en une suite de symboles de la constellation QPSK. La taille du préambule PN est fixée à 128 symboles, celle du filtre Feedforward (resp. Feedback) est fixée à 8 (resp. 4), et  $p_{max}$  est fixé à 5. Avec la méthode d'égalisation multi-canal temporel (MTDE), la taille du filtre Feedforward (resp. Feedback) est fixée à 31 (resp. à 21).

Nous avons testé d'abord testé notre proposition sur un canal synthétique. De façon similaire à [6, 17], la réponse du canal est modélisée comme suit :

$$h_l(k) = \sqrt{\frac{P_l}{I}} \sum_{i=1}^I e^{j(k\epsilon\pi \cos \psi_{l,i} + \zeta_{l,i})}, \quad (17)$$

où le décalage Doppler est caractérisé par  $\epsilon$ ,  $P_l$  désigne la puissance moyenne du  $l$ -ième trajet,  $\psi_{l,i}$  et  $\zeta_{l,i}$  sont des variables aléatoires uniformes sur  $[0, 2\pi[$  ;  $I$  est fixé à 10, (17) comprend trois trajets de même puissance moyenne et  $\epsilon$  est fixé à 0,002. La Figure 2 compare les performances en terme de TEB sur le canal (17) entre l'égaliseur multi-canal en fréquence (MFDE), l'égaliseur multi-canal temporel (MTDE), l'égaliseur hybride

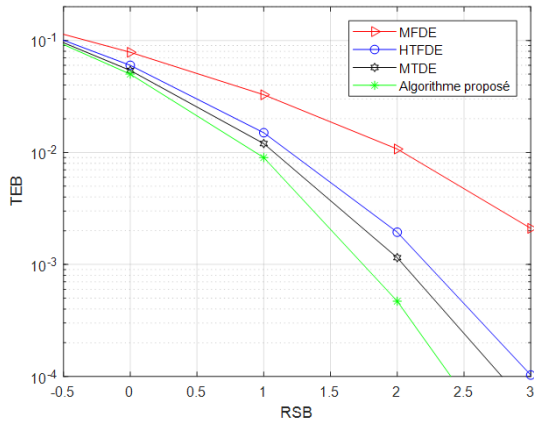


FIGURE 3 – Les performances des algorithmes considérés sur le canal BCH1 [12].

(HTFDE) [9] et la méthode proposée. On peut observer que, parmi toutes les méthodes considérées, notre algorithme permet les meilleures performances.

Enfin, la figure 3 considère le cas d'un canal sous-marin réel mesuré à Brest (BCH1) [12]; elle compare les taux d'erreur obtenus avec les égaliseurs MFDE, MTDE, HTFDE [9] et la méthode proposée. On peut observer que notre proposition permet les meilleurs taux d'erreur parmi les méthodes considérées. Il permet notamment d'obtenir un gain d'environ 0,7 dB par rapport à l'égaliseur HTFDE [9]. Il permet également d'obtenir un gain d'environ 0,5 dB par rapport à l'égaliseur MTDE, alors que celui-ci requiert une charge calculatoire élevée.

## 5 Conclusion

Cet article propose un nouvel algorithme pour l'égalisation hybride des systèmes FTN de communication ASM. Avec l'algorithme proposé, le récepteur égalise d'abord les symboles reçus dans le domaine des fréquences. Ensuite, l'égalisation temporelle et la synchronisation de la phase sont effectuées conjointement. Les résultats des simulations montrent que la méthode proposée permet d'améliorer sensiblement les performances en comparaison des solutions conventionnelles. En particulier, notre proposition permet d'obtenir de meilleures performances en termes de TEB tout en réduisant la complexité de calcul par rapport à l'égaliseur MTDE.

## Références

[1] D. B. Kilfoyle and A. B. Baggeroer, "The state of the art in underwater acoustic telemetry," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 25(1) : pp. 4–27, Jan. 2000.

[2] T. Arbi, B. Geller, J. Yang, C. Abdel Nour and O. Rioul, "Uniformly Projected RCQD QAM : A Low-Complexity Signal Space Diversity Solution Over Fading Channels With or Without Erasures," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 64, no. 4, pp. 803-815, Dec. 2018.

[3] T. Arbi and B. Geller, "Joint BER Optimization and Blind PAPR Reduction of OFDM Systems With Signal Space Diversity," in *IEEE Communications Letters*, 23 (10), pp. 1866-1870, Oct. 2019.

[4] J. E. Mazo, "Faster-than-Nyquist signaling," *Bell Syst. Technical J.*, vol. 54, no. 8, pp. 1451–1462, Oct. 1975.

[5] J. B. Anderson, F. Rusek, and V. Owall, "Faster than Nyquist signaling," *Proc. IEEE*, 101 (8), pp. 1817–1830, Aug. 2013.

[6] Z. Ye, T. Arbi, and B. Geller, "Low Complexity Adaptive Turbo Equalization for Multipath Underwater Communication," *IEEE Oceans*, pp. 1-5 Marseille, June 2019..

[7] A. Abelló, D. Roque, J.M. Freixe, S. Mallier, "Faster-than-Nyquist signaling : on linear and non-linear reduced-complexity turbo equalization", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing* 91 (2), pp. 267-276, 2017.

[8] S. Sugiura, "Frequency-Domain Equalization of Faster-than-Nyquist Signaling," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 2, no. 5, pp. 555-558, October 2013.

[9] Junyi Xi, Shefeng Yan, Lijun Xu, Zhen Zhang, Di Zeng, "Frequency–Time Domain Turbo Equalization for Underwater Acoustic Communications", *IEEE Journal of Oceanic Engineering* 45 : 665-679, April 2020.

[10] J. Yang, M. Li, M. Li, C. Abdel Nour, C. Douillard, B. Geller, "Max Log Demapper Architecture Design for DVB T2 Rotated QAM Constellations," *Proceedings of IEEE SIPS*, Hangzhou, Oct. 2015.

[11] C. Vanstraceele, B. Geller, J.P. Barbot, J.M. Brossier, "Block Turbo Codes for Multicarrier Local Loop Transmission , " *Proceedings of IEEE VTC*, pp 1773-1775, Vancouver, Oct. 2002.

[12] P. A. van Walree, F. X. Socheleau, R. Otnes, and T. Jensenrud, "The "watermark" benchmark for underwater acoustic modulation schemes," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 42(4), pp. 1007–1018, Oct. 2017.

[13] I. Nasr, L. Najjar Atallah, S. Cherif, B. Geller, "Near MAP Dynamical Delay Estimator and Bayesian CRB for QAM Coded Signals", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, pp. 636 - 651, Jan. 2018.

[14] I. Nasr, L. Najjar Atallah, S. Cherif, B. Geller, J. Yang, " A Soft Maximum Likelihood Technique for Time Delay Recovery," *Proc. of IEEE COMNET*, Tunis, March 2014.

[15] T. Arbi, J. Yang, B. Geller, "Récepteur multi-normes pour les réseaux de capteurs de l'iot médical," *Internet des objets*, No 1, 2017. doi :10.21494/ISTE.OP.2017.0136.

[16] J. Yang, B. Geller, and A. Wei, " Approximate Expressions for Cramer-Rao Bounds of Coded Aided QAM Dynamical Phase Estimation," *Proceedings of IEEE ICC'09* , Dresden, June 2009.

[17] C. Laot, A. Glavieux, and J. Labat, " Turbo equalization : adaptive equalization and channel decoding jointly optimized," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 19, pp. 1744–1752, Sept. 2001.