

# Turbo égalisation des constellations tournées 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** – Les débits des communications acoustiques sous-marines sont très limités en raison de la faible bande passante disponible. Les constellations tournées, modulations à forte efficacité spectrale, permettent d’atteindre des performances théoriques supérieures à celles des constellations conventionnelles, sans altérer l’efficacité spectrale ou énergétique du système. Cependant, en pratique, l’utilisation d’algorithmes d’égalisation conventionnels ne permet pas de bénéficier pleinement des avantages théoriques des constellations tournées. Pour résoudre ce problème, cet article propose un nouvel algorithme de Turbo-égalisation qui prend spécialement en compte les caractéristiques des signaux tournés. Nos simulations montrent que notre algorithme permet un gain significatif par rapport aux méthodes conventionnelles.

**Abstract** – The available bandwidth of the underwater acoustic channel is severely limited. Therefore, it is of interest to use modulations with high spectral efficiency, such as rotated constellations. These constellations offer better theoretical performance than conventional constellations. However, in practice, when conventional equalization algorithms are used for a system employing rotated constellations, the theoretical gain is not fully achieved. To address this issue, this paper proposes a new turbo equalization algorithm that inherently considers the characteristics of rotated signals and allows for a significant gain compared to conventional methods, as demonstrated by simulations.

## 1 Introduction

Les débits des communications acoustiques sous-marines sont fortement limités en raison de la faible bande passante disponible du canal Acoustique Sous-Marin (ASM) [1]. Il est utile par conséquent d’utiliser des modulations à forte efficacité spectrale telles que les modulations de valences élevées, le faster-than-Nyquist et les constellations tournées. En effet, les constellations tournées permettent de meilleures performances théoriques que les constellations conventionnelles sur les canaux à évanouissements, grâce à une diversité inhérente [2–6]. Cette technique consiste de corrélérer les composantes en phase (I) et en quadrature (Q) de la constellation conventionnelle par rotation et de les envoyer séparément sur deux canaux différents.

Le canal ASM étant doublement sélectif, les constellations tournées sont donc une technique d’intérêt pour améliorer les performances des systèmes de communication sous-marins. En particulier, la sélectivité fréquentielle du canal ASM implique des interférences entre symboles (IES) qui peut sérieusement limiter les performances du système [7–9]. Suite à la découverte des turbo codes, la turbo égalisation a été proposée [10–13]; elle permet une amélioration significative du taux d’erreur binaire (TEB) par rapport aux approches classiques, car elle prend en compte, de manière itérative, les corrélations entre les bits introduits par le codage canal, grâce à un échange d’information souple entre l’égaliseur et le décodeur.

Dans cet article, nous proposons un algorithme d’égalisation original pour les constellations tournées : il prend en compte non seulement les corrélations entre les bits, mais aussi les corrélations entre les symboles tournés. Notre algorithme utilise un égaliseur temporel feedforward-feedback fonctionnant conjointement avec un estimateur de phase, vu la sensibilité de la qualité de la réception aux erreurs de synchronisation de phase. Afin de réduire la complexité de notre algorithme, environ 90% des coefficients de notre égaliseur sont mis à zéro lorsqu’on égalise les symboles inconnus de la trame reçue. Afin d’avoir un algorithme robuste sur les canaux ASM à faible temps de cohérence, nous proposons un algorithme complètement adaptatif où le pas s’auto-adapte aux variations du canal en permanence et non seulement au niveau du préambule.

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

## 2 Le modèle du système

Les bits d’information  $b$  sont d’abord codés [14, 15], puis entrelacés et enfin transformés en une suite de symboles  $s_n$  d’une constellation M-QAM :

$$s_n = s_n^I + js_n^Q, \quad (1)$$

où  $n$  indique l’indice temporel et  $s_n^I$  (resp.  $s_n^Q$ ) désigne la composante en phase (resp. en quadrature). Ensuite, les symboles

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

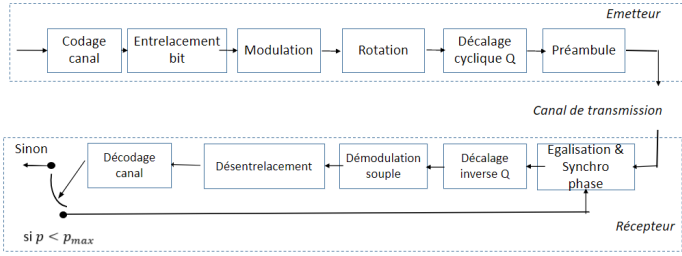


FIGURE 1 – Modèle du système.

M-QAM sont tournés avec un angle de rotation  $\alpha$ . Dans cet article, nous utilisons les angles de rotation  $\alpha = \text{atan}\left(\frac{1}{\sqrt{M}}\right)$  car ils permettent de bonnes performances en termes de TEB, et pour ces angles de rotation, une solution de modulation souple à faible complexité a été proposée [2]. Les symboles tournés peuvent être écrits comme suit :

$$x_n = x_n^I + jx_n^Q. \quad (2)$$

Ensuite, l'émetteur entrelace de manière cyclique les composantes Q des symboles tournés  $x(n)$  :

$$z_n = x_n^I + jx_{n+\Delta_T}^Q, \quad (3)$$

où  $\Delta_T$  est un retard temporel entier ; pour bénéficier de la diversité temporelle du canal ASM,  $\Delta_T$  doit être plus grand que le temps de cohérence du canal.

Enfin, un préambule est ajouté au début de chaque trame pour permettre la synchronisation du côté du récepteur.

En supposant une synchronisation temporelle idéale [16], le signal reçu s'écrit :

$$r_n = \sum_l h_l z_{n-l} + w_n, \quad (4)$$

où  $w_n$  représente le Bruit Blanc Additif Gaussien (BABG) et  $h_l$  désigne les coefficients de la réponse impulsionnelle canal.

Le récepteur doit supprimer efficacement l'IES car la performance et la complexité du système dépendent considérablement de l'égaliseur. Similairement à la turbo égalisation conventionnelle, l'information extrinsèque fournie par le décodeur est utilisée par notre égaliseur de manière itérative ; à la  $p$ -ème itération, nous obtenons les symboles égalisés suivants :

$$\tilde{z}_n^p = \beta_0 z_n + v_n, \quad (5)$$

où  $\beta_0$  est un facteur d'atténuation et  $v_n$  inclut à la fois la contribution du bruit BABG et l'IES résiduelle [11]

Ensuite, le récepteur désentrelace les composantes en quadrature et calcule le logarithme du rapport de vraisemblance (LLR) pour chaque bit reçu [2]. Le décodage canal est ensuite effectué. Les informations extrinsèques obtenues par le décodeur, sont utilisées afin d'obtenir des estimations souples sur les symboles émis ; les symboles ainsi obtenus 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 par la décodeur à la dernière itération.

### 3 L'algorithme de turbo égalisation et de synchronisation de phase proposé

La Figure 2 illustre notre algorithme de turbo égalisation et de synchronisation de la phase [17–19] ; la sortie de notre algorithme s'exprime comme suit :

$$\tilde{z}_n^p = (F_n^p R_n - Q_n^p Y_n^p) e^{-j\phi_n^p}, \quad (6)$$

où  $R_n = [r_{n+L_1}, \dots, r_n, \dots, r_{n-L_1}]^T$  représente un vecteur de  $2L_1+1$  symboles reçus ;  $F_n^p = [f_{-L_1}^p(n), \dots, f_0^p(n), \dots, f_{L_1}^p(n)]$  et  $Q_n = [q_{-L_2}(n), \dots, 0, \dots, q_{L_2}(n)]^T$  sont des filtres transversaux de longueurs respectives  $2L_1+1$  et  $2L_2+1$  ;  $\phi_n^p$  est l'erreur de phase estimée ; enfin,  $Y_n^p = [y_{n+L_2}^p, \dots, y_n^p, \dots, y_{n-L_2}^p]$  est un vecteur de symboles où  $y_n$  peut représenter soit un symbole connu  $z_n$  du préambule, soit un symbole estimé comme suit :

$$y_n^p = \sum_{y \in \chi_z} y \Pr(y | \gamma^{p-1}, \tilde{z}_{n-\Delta_T}^p, \tilde{z}_{n+\Delta_T}^p), \quad (7)$$

où  $\chi_z$  est l'ensemble de tous les points de constellation possibles  $z_n$  ; il convient de noter que pour la première itération, les valeurs LLR extrinsèques  $\gamma^{p-1} = \gamma^0$  ne sont pas disponibles et ne sont donc pas prises en compte dans l'équation (7). De plus,  $\tilde{z}_{n-\Delta_T}^p$  et  $\tilde{z}_{n+\Delta_T}^p$  peuvent également ne pas être disponibles, auquel cas ces deux symboles sont remplacés pour  $p > 1$  par  $\tilde{z}_{n-\Delta_T}^{p-1}$  et  $\tilde{z}_{n+\Delta_T}^{p-1}$  respectivement.

Pour bien prendre en compte les corrélations temporelles entre les symboles envoyés (c'est-à-dire  $\tilde{z}_{n-\Delta_T}^p$  et  $\tilde{z}_{n+\Delta_T}^p$ ), nous proposons d'effectuer l'égalisation deux fois à chaque itération  $p$ .

Les coefficients des filtres sont mis à jour afin de minimiser l'erreur quadratique moyenne souple définie comme suit :

$$J(F_n^p, Q_n^p, \phi_n^p) = \mathbb{E} \sum_{x \in \chi_z} (\Pr(x | \tilde{z}_n^p) |x - \tilde{z}_n^p|^2), \quad (8)$$

où  $\mathbb{E}(V)$  désigne l'espérance de  $V$  et :

$$\Pr(x | \tilde{z}_n^p) = \frac{\Pr(x) \Pr(\tilde{z}_n^p | x)}{\sum_{x' \in \chi} \Pr(x') \Pr(\tilde{z}_n^p | x')}, \quad (9)$$

et :

$$\Pr(\tilde{z}_n^p | \hat{x}) = \frac{1}{\pi \sigma_v^2} \exp\left(-\frac{|\tilde{z}_n^p - \beta_0 \hat{x}|^2}{\sigma_v^2}\right). \quad (10)$$

En utilisant l'algorithme de descente de gradient stochastique, nous obtenons ensuite un algorithme itératif pour mettre à jour conjointement l'erreur de phase  $\phi_n^p$  et les coefficients des filtres transversaux  $F_n^p$  et  $Q_n^p$  :

$$F_{n+1}^p = F_n^p - \mu \nabla_{F_n^p} J(F_n^p, Q_n^p, \phi_n^p), \quad (11)$$

$$Q_{n+1}^p = Q_n^p - \mu \nabla_{Q_n^p} J(F_n^p, Q_n^p, \phi_n^p), \quad (12)$$

$$\phi_{n+1}^p = \phi_n^p - \gamma \nabla_{\phi_n^p} J(F_n^p, Q_n^p, \phi_n^p), \quad (13)$$

où  $\mu$  et  $\gamma$  sont des pas que nous proposons aussi d'optimiser de manière itérative afin de minimiser l'erreur quadratique

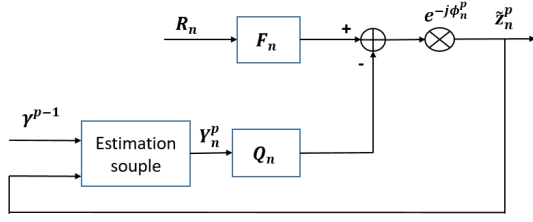


FIGURE 2 – L’algorithme proposé pour la turbo égalisation et la synchronisation de la phase

moyenne (voir eq. (8) ); en utilisant l’algorithme de descente de gradient, les pas  $\mu$  et  $\gamma$  sont mis à jour comme suit :

$$\begin{cases} \mu_{k+1} = \mu_k - \frac{\alpha}{2} \frac{\partial J}{\partial \mu}, \\ \gamma_{k+1} = \gamma_k - \frac{\beta}{2} \frac{\partial J}{\partial \gamma}. \end{cases} \quad (14)$$

Notons que contrairement aux méthodes conventionnelles, l’optimisation du pas proposée peut se faire sur tous les symboles reçus et non pas seulement sur les symboles connus de la trame, cela étant possible grâce à la considération de la définition de l’erreur quadratique moyenne souple (8).

Il est utile de souligner qu’à la première itération, seul l’égaliseur Feedforward  $F_n^1$  est utilisé. De plus, les informations extrinsèques fournies par le décodage canal à l’itération ( $p-1$ ) sont utilisées à l’itération  $p$  afin de mieux neutraliser l’interférences IES. Après  $p_{max}$  itérations, le récepteur estime les bits d’information à partir des LLRs obtenus à l’issue du décodage canal.

Enfin, la longueur de la réponse du canal du canal sous-marin peut être particulièrement importante; ainsi,  $L_1$  et  $L_2$  doivent également être suffisamment grands, ce qui a un impact significatif sur l’architecture du récepteur. Vu la parcimonie du canal ASM, une fois que la convergence pendant la préambule est établie, nous proposons de mettre à zéro les coefficients des filtres  $F_n^p$  et  $Q_n^p$  qui sont en dessous d’un seuil prédéfini; en pratique, seulement environ 10% des coefficients de ces filtres transversaux doivent être mis à jour, ce qui réduit considérablement la complexité du système.

## 4 Résultats des simulations

Cette section compare les performances de l’algorithme proposé à celles de la méthode de Turbo égalisation proposée pour les constellations conventionnelles [13]. Dans nos simulations, chaque bloc de 1024 bits est codé avec un turbo-code de rendement 1/3. Les bits codés sont alors transformés en symboles de la constellation QPSK. La taille du préambule est fixée à 128 symboles et  $p_{max}$  est fixé à 5.

Nous avons d’abord testé notre proposition sur un canal synthétique. De façon similaire à [11, 13], les coefficients de la réponse du canal sont modélisés comme suit :

$$h_l(k) = \sqrt{\frac{P_l}{I}} \sum_{i=1}^I e^{j(k\epsilon\pi \cos \psi_{l,i} + \zeta_{l,i})}, \quad (15)$$

où le décalage Doppler est caractérisé par  $\epsilon$ ,  $P_l$  désigne la

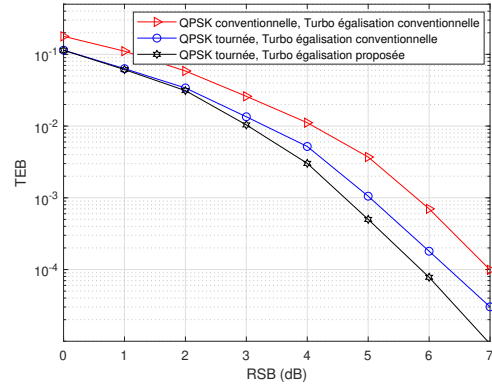


FIGURE 3 – Performances de Turbo-égaliseurs sur le canal synthétique (15).

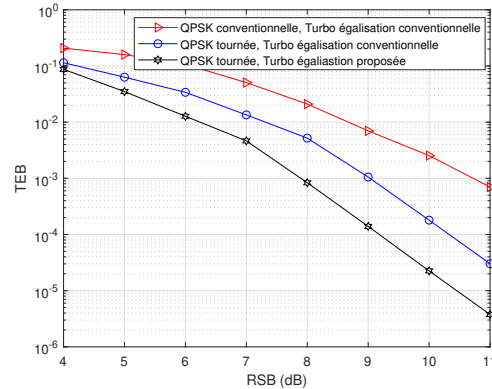


FIGURE 4 – Les performances des méthodes considérées sur le canal KAU1 [20].

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, le canal comprend trois trajets décrits par (15) de même puissance moyenne et  $\epsilon$  est fixé à 0,002. Dans ces simulations, la taille du filtre Feedforward (respectivement Feedback) est fixée à 15 (respectivement à 5)

La Figure 3 compare les performances en termes de TEB, sur le canal (15) entre trois configurations : la QPSK conventionnelle avec l’algorithme de Turbo égalisation [13], la QPSK tournée avec l’algorithme de Turbo égalisation conventionnelle [13] et la QPSK tournée avec l’algorithme d’égalisation proposé. Nous pouvons observer que, sur ce canal et avec de codage utilisé, les constellations tournées permettent d’obtenir des performances sensiblement supérieures en termes de TEB, avec un gain d’environ 0,7 dB par rapport à la QPSK conventionnelle lorsque le même algorithme de Turbo égalisation est utilisé. De plus, l’algorithme d’égalisation proposé permet avec la QPSK tournée de bénéficier d’un gain supplémentaire de plus de 0,6 dB par rapport à l’algorithme de turbo égalisation conventionnelle.

Enfin, nous avons testé notre méthode sur un canal sous-marin réel mesuré à Kauai (KAU1), aux États-Unis, sur une

distance de 1080 m [20]. Dans ces simulations, la taille du filtre Feedforward (respectivement Feedback) est fixée à 41 (respectivement à 21). La Figure 4 compare les performances en termes de TEB des même trois configurations que la Figure 3. Nous pouvons observer à nouveau que les performances obtenues avec la constellation QPSK tournée pour n'importe quel algorithme d'égalisation surpassent celles de la QPSK conventionnelle. De surcroît, l'algorithme de Turbo-égalisation proposé permet une amélioration du TEB d'environ 1 dB par rapport à l'algorithme de Turbo égalisation conventionnel [13].

## 5 Conclusion

Les constellations tournées permettent en principe une amélioration sensible des performances des communications sous-marines grâce à leur diversité inhérente. Toutefois, sur le canal ASM, les interférences entre symboles et les erreurs de synchronisation de phase peuvent empêcher de profiter pleinement du gain théorique des constellations tournées. Afin de résoudre ce problème, nous avons proposé un nouvel algorithme d'égalisation développé spécifiquement pour les constellations tournées ; cet algorithme utilise un égaliseur temporel feedforward-feedback conjointement avec un estimateur de phase pour prendre en compte à la fois les corrélations entre les bits et les corrélations inhérentes entre les symboles tournés. Les résultats de nos simulations montrent que notre algorithme apporte un gain sensible en termes de taux d'erreur binaire par rapport à la Turbo-égalisation conventionnelle, ce qui est de nature de favoriser l'adoption des constellations tournées par les systèmes de communication sous-marins.

## 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), 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," in *IEEE Trans. on Broadcasting*, 64 (4), pp. 803-815, Dec. 2018.
- [3] Z. Ye, T. Arbi, F. X. Socheleau and B. Geller, "Fast Soft Demapping for Underwater Acoustic Communications With Signal Space Diversity," *OCEANS 2018 MTS/IEEE Charleston*, pp. 1-6, Oct. 2018.
- [4] T. Arbi, Z. Ye and B. Geller, "Low-Complexity Blind PAPR Reduction for OFDM Systems With Rotated Constellations," in *IEEE Transactions on Broadcasting*, 67(2), pp. 491-499, June 2021.
- [5] J. Yang, M. Li, C.A. Nour, C. Douillard, B. Geller, "Max Log Demapper Architecture Design for DVB T2 Rotated QAM Constellations", *Proc. of IEEE SiPS*, Hangzhou, October 2015.
- [6] J. Yang, K. Wan, B. Geller, C.A. Nour, O. Rioul, C. Douillard, "A Low-Complexity 2D Signal Space Diversity Solution for Future Broadcasting Systems", *Proc. of ICC 2015*, London, June 2015.
- [7] B. Geller, V. Capellano, G. Jourdain, "Equalizer for Real Time High Rate Transmission in Underwater Communications", *Proc. of IEEE ICASSP*, Detroit, May 1995.
- [8] B. Geller, V. Capellano, J.M. Broissier, "Equalizer for High Rate Transmission in underwater communications", *Proc. of OCEANS IEEE Oceanic engineering &SEE*, Brest, Sept. 1994.
- [9] B. Geller, V. Capellano, J.M. Brossier, A. Essebbar, G. Jourdain, "Equalizer for Video Rate Transmission in Multipath Underwater Communications", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 21 (2), pp 150-155, April 1996.
- [10] C. Douillard, M. Jezequel, C. Berro, A. Picart, P. Didier, "Iterative correction of intersymbol interference : turbo-equalization," *European Transactions on Telecommunications* 6 (5), pp. 507-512, 1995.
- [11] C. Laot, A. Glavieux and J. Labat, "Turbo Equalization : Adaptive Equalization and Channel Decoding Jointly Optimized," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no. 9, Sep 2001.
- [12] M. Tuchler and A. C. Singer, "Turbo equalization : An overview," *IEEE Transactions on Information Theory*, 57(2), pp. 920–952, Feb 2011.
- [13] Z. Ye, T. Arbi, and B. Geller, "Low Complexity Adaptive Turbo Equalization for Multipath Underwater Communication," *IEEE Oceans*, pp. 1-5 Marseille, June 2019.
- [14] C. Vanstraceele, B. Geller, J.P. Barbot, J.M. Brossier, "Block Turbo Codes for Multicarrier Local Loop Transmission", *Proc. of IEEE VTC*, pp. 1773-1776, Vancouver Sept. 2002.
- [15] B. Geller, I. Diatta, J.P. Barbot, C. Vanstraceele, F. Rambeau, "Block Turbo Codes : From Architecture to Application", *Proc. of IEEE ISIT*, pp. 1813-1816, July 2006.
- [16] 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, Mars 2014.
- [17] I. Nasr, L. Najjar Atallah, S. Cherif, B. Geller, "Near MAP Dynamical Delay Estimator and Bayesian CRB for QAM Coded Signals", *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 17, pp. 636 - 651, Jan. 2018.
- [18] J.M. Brossier, P.O. Amblard, B. Geller, "Self Adaptive PLL for General QAM Constellations", *Proceedings of EUSIPCO*, pp 631-635 Toulouse, Sept 2002.
- [19] J. Yang, B. Geller, C. Herzet, and J.M. Brossier, "Smoothing PLLs for QAM Dynamical Phase Estimation", *Proc. of IEEE ICC'09*, Dresden, June 2009.
- [20] 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), 1007–1018, Oct. 2017.