

Turbo égalisation pragmatique et complètement adaptative pour les communications sous-marines

Melek KHEMIR Tarak ARBI Benoit GELLER

U2IS, ENSTA Paris, IP Paris, 828 Bd des Marechaux, 91120 Palaiseau, France

Résumé – L'égalisation adaptative pour les communications acoustiques sous-marines représente un grand défi en raison de la triple sélectivité du canal et de sa complexité élevée. Dans ce papier, nous proposons un nouvel algorithme de turbo-égalisation à faible complexité, basé sur un critère d'optimisation qui permet de prendre en compte l'information souple du décodeur. Cela permet à notre algorithme de s'auto-adapter aux variations du canal. De surcroît, afin de préserver l'efficacité spectrale et d'assurer la convergence de notre algorithme, nous entraînons les paramètres de notre égaliseur plusieurs fois sur les mêmes symboles pilotes envoyés. Les résultats de simulation montrent que notre algorithme offre de meilleures performances, par rapport à celles de l'état de l'art en termes de taux d'erreur binaire (TEB). Enfin, notre analyse de complexité illustre aussi l'intérêt de notre méthode.

Abstract – Adaptive equalization for underwater acoustic communications represents a major challenge due to the triple selectivity of the channel and its high computational complexity. In this paper, we propose a novel low-complexity turbo equalization algorithm based on an optimization criterion that takes into account the soft information provided by the decoder, which allows our algorithm to self-adapt to channel variations. Moreover, to preserve spectral efficiency and ensure the convergence of our algorithm, its parameters are trained multiple times on the same transmitted pilot symbols. Simulation results show that our algorithm achieves better performance compared to state-of-the-art methods in terms of bit error rate (BER). Finally, our complexity analysis also highlights the advantages of our technique.

1 Introduction

Le canal sous-marin est souvent considéré comme un des canaux les plus hostiles pour les communications sans fil ; notamment à cause de sa triple sélectivité (temps, fréquence, espace), une bande passante limitée, un décalage doppler important, une longueur de la réponse impulsionnelle élevée.

Ainsi, l'utilisation des algorithmes d'égalisation et de synchronisation est nécessaire [1, 2], et ses performances impactent considérablement la stabilité des systèmes acoustiques sous-marins. En particulier, les algorithmes d'égalisation basés sur des filtres transversaux, qui s'adaptent en utilisant une descente de gradient pour optimiser un critère d'égalisation, ont un intérêt considérable en raison de leur faible complexité. Cependant, leurs performances sont très sensibles à l'initialisation du pas de l'algorithme.

De surcroît, les performances de ces algorithmes d'égalisations adaptatives à pas fixe deviennent encore pis, dans le cas où le canal varie au cours du temps. Pour faire face, les méthodes d'égalisation adaptative à pas variable [3–6] sont mieux adaptées dans ce contexte et permettent de meilleures performances. Toutefois, ces algorithmes sont capables de s'adapter aux variations du canal que sur les parties connues de la trame reçue. Sur des canaux variables donc, on est obligé d'envoyer fréquemment des symboles pilotes réduisant aussi le débit utile déjà très limité par les micro-bandes passantes disponibles sur ce canal. Afin d'éviter cette perte d'efficacité spectrale, [7] propose un algorithme d'égalisation complètement adaptatif qui prend en compte l'information souple fournie par le décodeur pour mettre à jour automatiquement les paramètres de l'algorithme. Ainsi, l'optimisation n'est pas seulement faite sur le préambule mais sur tous les autres symboles envoyés.

Néanmoins, cette méthode souffre d'une complexité très élevée et peut, dans certains cas difficiles, ne pas converger.

Dans cet article, nous proposons un nouvel algorithme d'égalisation et de synchronisation de la phase complètement adaptatif et à faible complexité. Notre méthode a deux avantages majeurs par rapport à [7]. D'abord, nous intégrons une stratégie de réutilisation des données. Cela permet de réduire l'erreur quadratique moyenne (EQM) et d'augmenter les chances de convergence. Deuxièmement, notre méthode réduit considérablement la complexité, d'une part en ignorant les symboles les moins probables dans les calculs nécessaires à notre algorithme, et d'autre part en tirant parti de la parcimonie du canal sous-marin. Notre proposition est testée à la fois sur des canaux synthétiques à variations temporelles et sur des canaux sous-marins réels en utilisant la plateforme "WATERMARK" [8], une bibliothèque qui comprend des réponses impulsionnelles mesurées en Norvège, en France et à Hawaï.

L'article est organisé comme suit. La section 2 décrit le modèle du système. La section 3 présente l'égaliseur proposé et détaille le processus de mise à jour de ses paramètres. La section 4 présente des résultats numériques obtenus sur des canaux sous-marins réels ainsi que sur des canaux synthétiques variables dans le temps. Enfin, la section 5 conclut notre papier.

2 Le modèle du système

La Fig.1 présente le modèle du système. Tout d'abord, les bits d'information sont codés par un codage de canal, puis entrelacés afin d'améliorer la diversité du code. Il est important de noter que la diversité peut être intrinsèquement améliorée par l'utilisation d'une constellation tournée, sans engendrer de perte de bande passante [9, 10]. Les bits entrelacés sont

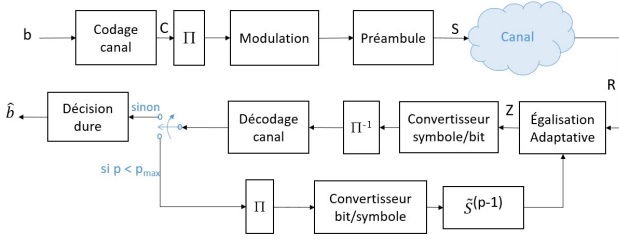


FIGURE 1 : Modèle du système.

ensuite transformés en une séquence de symboles modulés s_k d'une constellation χ potentiellement complexe. Une séquence d'apprentissage est ajoutée au début de la trame.

Les symboles reçus peuvent s'écrire comme suit :

$$r_k = \sum_l h(l; k) s_{k-l} + w_k, \quad (1)$$

où $h(l; k)$ représente les coefficients de la réponse impulsionnelle du canal à l'instant k , et w_k désigne un bruit blanc additif gaussien. Le récepteur commence par l'égalisation. Les symboles égalisés obtenus z_k sont envoyés au convertisseur Symbole/Bit (SBC) afin de calculer les logarithmes du rapport de vraisemblance (LLR). Ensuite, le récepteur utilise le décodeur de canal et obtient à la sortie de celui-ci des informations extrinsèques sur les symboles envoyés. Cette information extrinsèque est utilisée pour estimer les symboles envoyés $\tilde{s}_k$. Les symboles obtenus $\tilde{s}_k$ sont utilisés par notre égaliseur à la prochaine itération. Après p_{max} itérations, le récepteur décode les bits envoyés en utilisant les LLR fournis par le décodeur.

3 L'algorithme de turbo égalisation proposé

3.1 Structure de l'égaliseur

La Fig. 2 présente la structure de notre algorithme d'égalisation et de synchronisation de phase. Deux filtres, $\mathbf{f}_k$ et $\mathbf{g}_k$, sont alimentés respectivement par la séquence en sortie de canal $\mathbf{R}_k = [r_{k+L_1}, \dots, r_{k-L_1}]^T$ et la séquence de symboles $\tilde{\mathbf{S}}_k^{(p-1)} = [\tilde{s}_{k+L_2}^{(p-1)}, \dots, \tilde{s}_{k-L_2}^{(p-1)}]^T$, où $\tilde{s}_k$ désigne soit le préambule connu, soit le symbole estimé de manière souple à l'itération précédente (pour $p > 0$). Le symbole égalisé à l'instant k est donné par :

$$z_k^{(p)} = \mathbf{f}_k^T \mathbf{R}_k e^{-j\theta_k} - \mathbf{g}_k^T \tilde{\mathbf{S}}_k^{(p-1)}, \quad (2)$$

où $\mathbf{f}_k = [f_{-L_1}(k), \dots, f_{L_1}(k)]^T$ (resp. $\mathbf{g}_k = [g_{-L_2}(k), \dots, g_{L_2}(k)]^T$) est un filtre transversal de longueur $2L_1 + 1$ (resp. $2L_2 + 1$), et θ_k représente l'erreur de phase estimée. Pour simplifier les

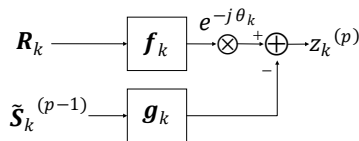


FIGURE 2 : Notre algorithme pour l'égalisation et la synchronisation de la phase.

notations, nous omettons l'indice d'itération p dans la suite de cet article. Les coefficients des filtres sont mis à jour afin de minimiser l'erreur quadratique moyenne (EQM), définie comme suit :

$$J(\mathbf{f}_k, \mathbf{g}_k, \theta_k) = \mathbb{E}_k \left(\sum_{\tilde{x} \in \chi} \Pr(\tilde{x} | z_k) |\tilde{x} - z_k|^2 \right), \quad (3)$$

où $\mathbb{E}(a)$ désigne l'espérance de a . Contrairement aux méthodes de l'état de l'art, qui considèrent $\mathbb{E}(|x - z_k|^2)$ comme EQM (où x est le symbole pilote envoyé). Notre définition de l'EQM ne se limite pas seulement au mode d'égalisation Data-Aided (DA), elle prend en compte de façon inhérente les modes de synchronisation Non-Data-Aided (NDA), et Code-Aided (CA). En particulier, en mode CA, l'EQM utilise les LLR fournies par le décodeur canal. Ces valeurs permettent une bonne estimation de la probabilité du symbole envoyé pour un Rapport Signal sur Bruit (E_b/N_0) suffisamment élevé.

À partir de ces probabilités, seuls les symboles x les plus probables sont conservés dans le calcul de (3); En effet, plutôt que de faire le calcul sur tous les points de constellations χ , notre algorithme fait le calcul sur seulement les symboles χ_c tels que :

$$\sum_{\tilde{x} \in \chi_c} \Pr(\tilde{x} | z_k) > 0.95, \quad (4)$$

$$\text{avec : } \Pr(\tilde{x} | z_k) = \frac{\Pr(\tilde{x}) \Pr(z_k | \tilde{x})}{\sum_{\tilde{x}' \in \chi} \Pr(\tilde{x}') \Pr(z_k | \tilde{x}')}, \quad (5)$$

$$\text{où : } \Pr(\tilde{x}) = \prod_{i=1}^n \Pr(b_i). \quad (6)$$

avec n est le nombre de bits par symbole et la $\Pr(b_i)$ est obtenue à partir des LLRs fournies par le décodeur à l'itération précédente. Cette approche permet de réduire la complexité de l'algorithme en ne traitant que les symboles les plus probables, tout en maintenant les performances globales du système. En effet, pour un E_b/N_0 suffisamment élevé, le nombre de symboles dans χ_c est souvent très limité, de l'ordre de 1 ou 2, en particulier après la première itération de turbo égalisation.

De plus, l'optimisation des coefficients des filtres $\mathbf{f}_k$ et $\mathbf{g}_k$, ainsi que de l'erreur de phase estimée θ_k , est réalisée en utilisant une descente de gradient :

$$\begin{cases} \mathbf{f}_{k+1} = \mathbf{f}_k - \frac{\mu}{2} \frac{\partial J}{\partial \mathbf{f}_k}, \\ \mathbf{g}_{k+1} = \mathbf{g}_k - \frac{\mu}{2} \frac{\partial J}{\partial \mathbf{g}_k}, \\ \theta_{k+1} = \theta_k - \frac{\gamma}{2} \frac{\partial J}{\partial \theta_k}. \end{cases} \quad (7)$$

La dérivation de J par rapport à $\mathbf{f}_k$ s'écrit comme suit :

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{f}_k} = \sum_{x \in \chi_c} \left(\frac{\partial \Pr(x | z_k)}{\partial \mathbf{f}_k} |x - z_k|^2 + \Pr(x | z_k) \frac{\partial |x - z_k|^2}{\partial \mathbf{f}_k} \right). \quad (8)$$

De manière similaire à (8), on peut obtenir les dérivées $\frac{\partial J}{\partial \mathbf{g}_k}$ et $\frac{\partial J}{\partial \theta_k}$. Après le traitement du préambule et en tenant compte de la parcimonie du canal sous-marin, nous avons encore simplifié l'égaliseur en annulant les coefficients du filtre dont l'énergie est inférieure à 90% de l'énergie maximale. Cette étape permet d'assurer un compromis entre performance et complexité en ne conservant que les coefficients les plus significatifs.

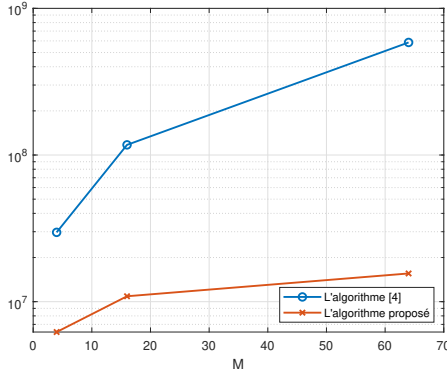


FIGURE 3 : Évolution de la complexité globale en fonction de la taille de la constellation M.

3.2 Optimisation adaptative des pas

Dans la pratique, un mauvais choix des pas μ et γ pourrait entraîner une perte élevée de performance. Il est donc important de bien optimiser les pas pour qu'ils puissent s'auto-adapter au canal et à ses variations. Dans ce papier, ils sont optimisés par une approche de descente de gradient afin de minimiser l'EQM. Ainsi, on obtient :

$$\begin{cases} \mu_{k+1} = \mu_k - \frac{\alpha}{2} \frac{\partial J}{\partial \mu}, \\ \gamma_{k+1} = \gamma_k - \frac{\beta}{2} \frac{\partial J}{\partial \gamma}. \end{cases} \quad (9)$$

où α et β sont les pas du second ordre. Par manque d'espace, les expressions de $\frac{\partial J}{\partial \mu}$ et $\frac{\partial J}{\partial \gamma}$ ne sont pas données dans ce papier mais peuvent être obtenues facilement. Il est à noter que dans ces expressions on retrouve des dérivées secondes de probabilité. Dans notre algorithme à faible complexité, ces expressions sont simplement ignorées, d'autant plus qu'elles apportent plus de bruit que d'informations utiles.

L'analyse de la complexité de l'algorithme est évaluée en termes de divisions réelles (RD), multiplications réelles (RM) et sommes réelles (RS), où une opération RS peut représenter soit une addition réelle, soit une soustraction réelle. Le Tableau 1 compare la complexité computationnelle entre l'égaliseur à pleine complexité (noté Algorithme A) et la proposition parcimonieuse à faible complexité (notée Algorithme B). La comparaison est réalisée sur $p_{\max}$ itérations, où N_s (resp. N_p) représente le nombre total de symboles (resp. préambules).

La Fig.3 démontre que notre algorithme réduit significativement la complexité par rapport à l'égaliseur à complexité complète. Par exemple, pour une constellation 16-QAM, une réduction de complexité de plus de 90% est obtenue.

TABLE 1 : Analyse des complexités des algorithmes considérés

	RS	RM	RD
A	$(20L_1 + 20L_2 + 28)$ $(N_s - N_p)(p_{\max} - 1)$ $(8M^2 + 18L_1 + 12L_2 + 23$ $+ M(54L_1 + 54L_2 + 178))$ $(N_s - N_p)$ $+ 2M(p_{\max} - 1)N_s$	$(16L_1 + 16L_2 + 31)$ $(N_s - N_p)(p_{\max} - 1)$ $(13M^2 + 28L_1 + 20L_2 + 22$ $+ M(48L_1 + 48L_2 + 202))$ $(N_s - N_p)$ $+ 2M \log(M)(p_{\max} - 1)N_s$	$(16M + 5)$ $(p_{\max} - 1)$
B	$(20L_1 + 20L_2 + 28)$ $(N_s - N_p) +$ $(M_c(54L_1 + 54L_2 + 169)$ $+ 18L_1 + 12L_2 + 23)$ $(N_s - N_p)(p_{\max} - 1)$ $+ 2M_c(p_{\max} - 1)N_s$	$(16L_1 + 16L_2 + 31)$ $(N_s - N_p) +$ $(M_c(48L_1 + 48L_2 + 191)$ $+ 28L_1 + 20L_2 + 22)$ $(N_s - N_p)(p_{\max} - 1)$ $+ 2M_c \log(M_c)(p_{\max} - 1)N_s$	$(13M_c + 5)$ $(p_{\max} - 1)$

4 Résultats de Simulation

4.1 Canaux à Variations Temporelles

Dans nos simulations, chaque bloc de 400 bits est codé avec un code conventionnel de taux 1/2 utilisant les polynômes générateurs (37,33), et une modulation QPSK. On considère une séquence d'apprentissage de 100 symboles. La longueur du filtre transversal Feedforward est fixée à 21 et celle du filtre Feedbackward à 11, et $p_{\max}$ est fixée à 5.

Nous avons testé notre méthode sur un canal synthétique à variations temporelles comprenant trois trajets, dont les coefficients à l'instant k sont donnés par :

$$h_l(k) = \sqrt{\frac{P_l}{N}} \sum_{i=1}^N e^{j(2\pi(f_d \cos \xi_{l,i})kT + \psi_{l,i})}, \quad (10)$$

où f_d et P_l représentent respectivement le décalage doppler et la puissance moyenne associée au trajet l . Les paramètres $\xi_{l,i}$ et $\psi_{l,i}$ sont des variables aléatoires uniformes sur $[0; 2\pi[$. Dans nos simulations, N est fixé à 10 et $f_d T = 4.10e^{-4}$.

Enfin, pour améliorer les performances de l'égalisation, nous utilisons la technique de réutilisation des données qui a été introduite dans [11]. Cette approche permet d'utiliser plus efficacement les informations extraites des observations précédentes, contribuant ainsi à une meilleure estimation des symboles reçus. La Figure 4 illustre une comparaison des performances en termes d'EQM (l'EQM est évalué au centre de la trame transmise) en fonction du nombre de réutilisations de données N_{dr} . On peut observer que l'augmentation de N_{dr} améliore considérablement la précision de l'égalisation. Toutefois, au-delà de $N_{dr} = 5$, le gain de performance devient marginal, ce qui suggère un compromis optimal entre complexité et précision. Ainsi, on fixe $N_{dr} = 5$ dans nos simulations.

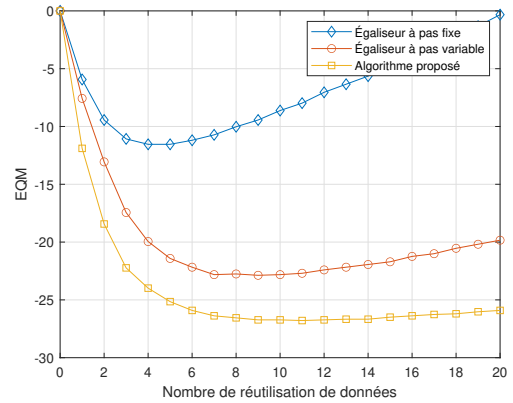


FIGURE 4 : Évolution d'EQM en fonction de nombre de réutilisation de données.

La Figure 5 compare les performances en termes de TEB sur ce canal entre les deux configurations suivantes : l'algorithme de turbo-égalisation proposé intégrant la réutilisation des données avec $N_{dr} = 5$ et l'algorithme [7], pour deux tailles de préambule de 100 et 200 pilotes. Pour une taille de préambule de 100 pilotes, l'algorithme sans réutilisation des données [7] ne parvient pas à converger, tandis que notre approche permet d'atteindre un TEB satisfaisant à un rapport signal sur bruit (E_b/N_0) de 10 dB. Avec 200 pilotes, bien que les deux algorithmes convergent, l'égaliseur proposé offre un

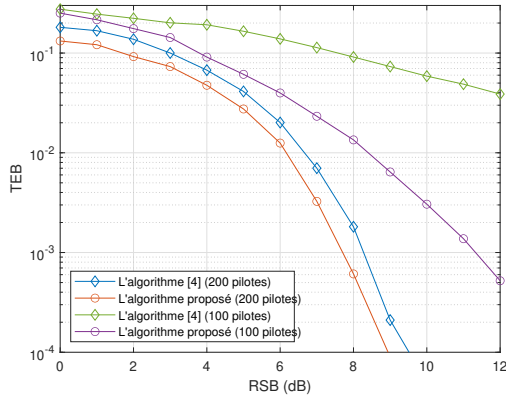


FIGURE 5 : Performances des algorithmes considérés sur le canal synthétique (10) avec $N_{dr} = 5$ et pour 100 et 200 pilotes.

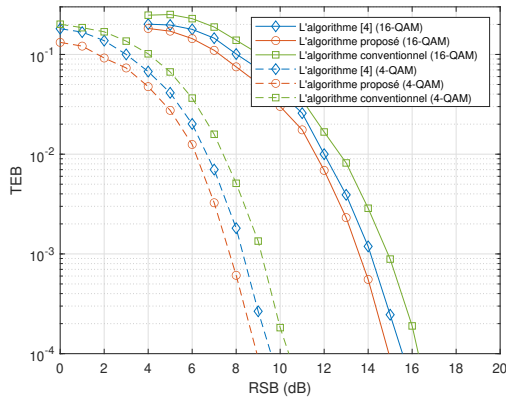


FIGURE 6 : Les performances des méthodes considérées sur le canal BCH1 [8].

gain d'environ 0,7 dB par rapport à l'égaliseur à complexité totale [7].

4.2 WATERMARK

Nous avons testé notre méthode sur un canal sous-marin réel BCH1, sur une distance de 750 m [8]. Un préambule de 511 symboles est ajouté au début de la trame pour la détection et la synchronisation initiale du Doppler.

La Figure 6 compare les performances en termes de TEB entre l'algorithme proposé à complexité réduite, l'algorithme [7] et l'algorithme conventionnel [4], mesurées sur ce canal. Nous pouvons observer que notre algorithme offre un gain de 0,7 dB (resp. 0.5 dB) par rapport à l'algorithme à pleine complexité [7] pour la modulation QPSK (resp. la modulation 16-QAM) et un gain de 1,2 dB (resp. 1dB) par rapport à l'algorithme conventionnel pour la modulation QPSK (resp. la modulation 16-QAM).

5 Conclusion

Dans cet article, nous avons proposé un nouvel algorithme de turbo-égalisation adaptative à faible complexité pour les communications acoustiques sous-marines. Notre approche repose sur un critère d'optimisation amélioré utilisant les informations souples données par le décodeur ainsi que la réutilisation

des données pour affiner l'estimation et permettre la convergence. Contrairement aux méthodes conventionnelles, notre algorithme réduit significativement la complexité tout en améliorant les performances et la capacité de suivi des variations du canal. Nos simulations et analyses ont montré les avantages de notre méthode par rapport aux algorithmes de référence en terme de TEB et de complexité.

Références

- [1] J. Yang, B. Geller, C. Herzet, and J.-M. Brossier. Smoothing plls for qam dynamical phase estimation. In *2009 IEEE International Conference on Communications*, pages 1–5, 2009.
- [2] B. Geller, V. Capellano, and G. Jourdain. Equalizer for real time high rate transmission in underwater communications. In *1995 International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, volume 5, pages 3179–3182 vol.5, 1995.
- [3] Xiaohui Zhong, Fangjiong Chen, Fei Ji, and Hua Yu. Variable step-size least-symbol-error rate adaptive decision feedback turbo equalization for underwater channel. In *OCEANS 2016 MTS/IEEE Monterey*, 2016.
- [4] C. Laot, A. Glavieux, and J. Labat. Turbo equalization : adaptive equalization and channel decoding jointly optimized. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 19(9) :1744–1752, 2001.
- [5] Meiyan Gong, Fangjiong Chen, Hua Yu, Zhaohua Lu, and Liujun Hu. Normalized adaptive channel equalizer based on minimal symbol-error-rate. *IEEE Transactions on Communications*, April 2013.
- [6] B. Geller, V. Capellano, J.-M. Brossier, A. Essebbar, and G. Jourdain. Equalizer for video rate transmission in multipath underwater communications. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 21(2) :150–155, 1996.
- [7] Zi Ye, Tarak Arbi, and Benoit Geller. Adaptive step-size iterative equalization for underwater communication. In *OCEANS 2021 : San Diego – Porto*, pages 1–5, 2021.
- [8] 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, 2017.
- [9] Tarak Arbi, Benoît Geller, Jianxiao Yang, Charbel Abdel Nour, and Olivier Rioul. Uniformly projected rcqd qam : A low-complexity signal space diversity solution over fading channels with or without erasures. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 64(4) :803–815, 2018.
- [10] Tarak Arbi, Zi Ye, and Benoît Geller. Low-complexity blind papr reduction for ofdm systems with rotated constellations. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 67(2) :491–499, 2021.
- [11] B.A. Schnaufer and W.K. Jenkins. New data-reusing lms algorithms for improved convergence. In *Proceedings of 27th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 1584–1588 vol.2, 1993.