

Synchronisation temporelle dynamique pour des signaux QAM codés

Imen Nasr^{1,2}, Benoît Geller², Leïla Najjar Atallah¹, Sofiane Cherif¹

¹ *Ecole Supérieure des Communications de Tunis Sup'Com, Tunisie*

² *Ecole Nationale Supérieure de Techniques Avancées ENSTA ParisTech, France*

¹{nasr.imen, leila.najjar, sofiane.cherif}@supcom.rnu.tn

²benoit.geller@ensta-paristech.fr

Résumé – Dans cet article, un estimateur dynamique hors ligne du délai temporel est proposé et ses performances en termes d'EQM sont évaluées et comparées à la borne de Cramèr-Rao bayésienne (BCRB). Les performances du système proposé sont évaluées par rapport à celles de l'estimateur en ligne, à la fois pour les modes supervisé (DA), exploitant le codage canal (CA) et aveugle (NDA) dans le cas de signaux modulés en QAM. Nous montrons en particulier la pertinence de combiner le mode CA et l'approche hors ligne.

Abstract – In this paper, an off-line dynamic time delay estimator is proposed and its performance in terms of MSE is evaluated and compared to the Bayesian Cramèr-Rao Bound (BCRB). The performance of the proposed system is evaluated against that of the on-line estimator for the DA, CA and NDA modes in the case of QAM signals. We show in particular the relevance of combining the CA mode and the offline approach.

1 Introduction

La synchronisation temporelle est la première fonction assurée par le démodulateur. Elle permet d'échantillonner le signal au plus près des instants optimaux. Cela permettra de garantir que les échantillons transmis aux processus de démodulation suivants, y compris la détection de données, aient un Rapport Signal à Bruit (RSB) maximal et donc un Taux d'Erreur Binaire (TEB) minimal [3]. Afin d'assurer une synchronisation temporelle, il existe des détecteurs classiques en ligne dits Détecteur d'Erreur Temporelle (DET), tels que le *Mueller & Müller Detector* (MMD) [11], le *Zero Crossing Detector* (ZCD) [5] et le *Early Late Detector* (ELD) [9], pour lesquels, le délai estimé ne dépend que des observations précédentes. Ces détecteurs sont des algorithmes à faible coût et ont déjà été implémentés pour estimer un retard temporel constant sur la durée d'observation. Ces DET classiques sont soit des détecteurs par retour de décision ou *Decision Directed* (DD) soit des détecteurs assistés par les données, *Data Aided* (DA), soit non assistés par les données, *Non Data Aided* (NDA). Bien que l'approche DA soit plus performante que NDA, elle est moins optimale en terme d'efficacité spectrale..

Avec l'évolution des récepteurs turbo [4, 8], de nombreuses recherches se sont concentrées sur des algorithmes de synchronisation assistés par le code ou *Code Aided* (CA). Cette approche consiste à exploiter les informations souples fournies par le détecteur turbo afin d'aider le synchroniseur. Cette idée a été exploitée dans [17] avec un algorithme *Expectation Maximization* dans le cadre d'une synchronisation au sens du MV. De plus, la synchronisation temporelle a été combinée au décodage canal afin que la sortie de chaque bloc améliore l'entrée de l'autre [13, 15].

Les détecteurs usuels sont implémentés sous la forme d'algorithmes adaptatifs dont le traitement se fait en ligne. Lorsque le retard temporel est variable au cours du temps, comme dans le cas d'un retard dans un dispositif sans fil, les capacités de

poursuite de ces détecteurs sont limitées par le bruit auto-généré et ce même à des valeurs élevées du RSB. Une amélioration peut être apportée par la mise en oeuvre d'algorithmes hors-ligne qui opèrent sur l'ensemble du bloc d'observation en tenant compte à la fois des observations passées et futures. Cette technique de lissage a été appliquée dans [18, 19] pour la récupération de phase de manière itérative pour un signal non codé.

Dans cet article, nous adoptons une modélisation stochastique du retard variable ; nous nous basons sur la théorie de l'estimation au sens du Maximum a Posteriori (MAP) pour la mise en oeuvre d'un algorithme de synchronisation temporelle fonctionnant en mode hors-ligne pour un signal codé modulé en QAM dans le paragraphe 2. Les résultats sont alors présentés en paragraphe 3. Ce genre d'algorithmes est doté d'une faible complexité et est adéquat aux *Wireless Body Area Networks*.

2 Modèle du système

Considérons le signal transmis $s(t)$ suivant :

$$s(t) = \sum_i a_i h(t - iT), \quad (1)$$

où a_i est la suite de symboles transmis, $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre à l'émission et T est la période symbole. Le signal transmis traverse un canal qui introduit un retard arbitraire variable dans le temps, $\tau(t)$, et rajoute un Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG) complexe, $n(t)$, de variance σ_n^2 pour former le signal reçu :

$$r(t) = s(t - \tau(t)) + n(t), \quad (2)$$

Considérons la version échantillonnée du signal définie par les équations (1) et (2), au rythme F/T :

$$r_k = s_k(\tau_k) + n_k, \quad (3)$$

où r_k , τ_k , $s_k(\tau_k)$ et n_k représentent le $k^{\text{ème}}$ échantillon de, respectivement, le signal reçu, le retard temporel, le signal transmis $s(t - \tau(t))$ et le bruit $n(t)$, pris aux instants kT/F . Nous

supposons que le retard aléatoire τ_k suit un modèle d'évolution de Wiener [16] selon l'équation :

$$\tau_k = \tau_{k-1} + w_k, \quad (4)$$

où w_k est un BBAG de moyenne nulle et de variance σ_w^2 . σ_w^2 détermine la sévérité de la gigue temporelle. Plus cette variance est grande, plus les performances du système sont détériorées. Le modèle de Wiener, a été choisi en raison de sa capacité à modéliser une large gamme de canaux en faisant varier un paramètre unique [16]. Ce modèle est connu aussi sous le nom de marche aléatoire vu que la valeur du retard d'indice k part de la valeur du retard d'indice $k-1$ et suit une direction aléatoire w_k .

On suppose que le codage utilisé est un codage de Gray et que la modulation utilisée est 2^{2p} -QAM. On considère le mapping du $k^{\text{ème}}$ symbole transmis a_k suivant :

$$a_k \Leftrightarrow b_1^k b_2^k \dots b_{\log_2(M)}^k, \quad (5)$$

où b_j^k correspond au $j^{\text{ème}}$ bit binaire a_k .

En choisissant un entrelaceur de grande taille, on peut supposer que les bits codés dans un symbole sont statistiquement indépendants [1]. Considérons, λ_m^k la sortie souple du décodeur, appelée aussi LLR, à l'échantillon k telle que :

$$\lambda_m^k = \ln \left(\frac{P[b_m^k = 1]}{P[b_m^k = 0]} \right); \quad m = 1, \dots, \log_2(M). \quad (6)$$

2.1 Estimateur au sens du MAP

Soit \mathbf{a} le vecteur des symboles transmis et \mathbf{r} et $\boldsymbol{\tau}$ les vecteurs contenant, respectivement, les N observations aléatoires r_k et les N délais τ_k représentés comme suit : $\mathbf{r} = [r_1, r_2, \dots, r_N]$ et $\boldsymbol{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N]$. L'estimateur au sens du MAP de $\boldsymbol{\tau}$ est le vecteur \mathbf{u} avec la plus forte probabilité compte tenu des observations. L'estimateur du retard temporel s'écrit alors :

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\tau}} &= \arg \max_{\mathbf{u}} \{P(\mathbf{r}|\mathbf{u}, \mathbf{a})\} \\ &= \arg \max_{\mathbf{u}} \{\log(P(\mathbf{r}|\mathbf{u}, \mathbf{a})) + \log(P(\mathbf{u}))\}, \end{aligned} \quad (7)$$

où : $\hat{\boldsymbol{\tau}} = [\hat{\tau}_1, \hat{\tau}_2, \dots, \hat{\tau}_N]$ et $\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_N]$.

Pour les vecteurs \mathbf{u} et \mathbf{a} donnés, l'indépendance des échantillons du modèle (3) permet d'écrire :

$$P(\mathbf{r}|\mathbf{u}, \mathbf{a}) = \prod_{i=1}^N P(r_i|u_i, \mathbf{a}), \quad (8)$$

où

$$P(r_i|u_i, \mathbf{a}) = \frac{1}{2\pi\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{|r_i - s_i(u_i)|^2}{2\sigma_n^2}\right). \quad (9)$$

En laissant la durée d'observation du signal couvrir un grand nombre N de périodes symbole, le premier terme dans la fonction à maximiser dans (7) est donné par [10] :

$$p(\mathbf{r}|\mathbf{u}, \mathbf{a}) = \left(\frac{C}{2\pi\sigma_n^2}\right)^N \exp\left(\sum_{i=1}^N \left(\frac{\Re\{a_i^* x_i(u_i)\}}{\sigma_n^2} - \frac{|a_i|^2}{2\sigma_n^2}\right)\right), \quad (10)$$

où C est un terme constant par rapport à la variable \mathbf{u} et $x_i(u_i)$ est le signal reçu après filtrage adapté avec :

$$x_i(u_i) = y_i(u_i) + v_i(u_i), \quad (11)$$

$$y_i(u_i) = \sum_l a_l g((i-l)T - (\tau_i - u_i)), \quad (12)$$

$$v_i(u_i) = \int_{T_0} h(t - iT - u_i) n(t) dt, \quad (13)$$

$$g(t) = h(t) \otimes h^*(-t). \quad (14)$$

Nous choisissons un filtre de mise en forme $h(t)$ en racine de Nyquist de sorte que le filtre global $g(t)$ donné par (14) soit un filtre de Nyquist.

A partir du modèle de Wiener (4), nous obtenons :

$$P(\mathbf{u}) = P(u_1) \prod_{i=2}^N P(u_i|u_{i-1}) = P(u_1) \prod_{i=2}^N \frac{\exp\left(-\frac{(u_i - u_{i-1})^2}{2\sigma_w^2}\right)}{\sigma_w \sqrt{2\pi}}. \quad (15)$$

Ainsi, sans perte de généralité et en éliminant les termes constants, le problème de maximisation (7) peut s'écrire :

$$\hat{\boldsymbol{\tau}} = \arg \max_{\mathbf{u}} \{\Lambda_L(\mathbf{a}, \mathbf{u})\}, \quad (16)$$

où :

$$\Lambda_L(\mathbf{a}, \mathbf{u}) = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^N \Re\{a_i^* x_i(u_i)\} + \log(P(u_1)) - \sum_{i=2}^N \frac{(u_i - u_{i-1})^2}{2\sigma_w^2}. \quad (17)$$

L'algorithme du gradient est souvent utilisé pour trouver l'extremum d'une équation non linéaire comme (17). Si nous supposons que $\frac{\partial \log(P(u_1))}{\partial u_1} = 0$ (dans le cas où u_1 est uniformément réparti sur $[-T/2, T/2]$), le délai temporel estimé $\hat{\boldsymbol{\tau}}$ maximisant $\Lambda_L(\mathbf{a}, \mathbf{u})$ par rapport à \mathbf{u} est alors donné par :

$$\begin{cases} \hat{\tau}_1 = \hat{\tau}_2 + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_n^2} \Re\left\{a_1^* \frac{\partial x_1(u_1)}{\partial u_1}\bigg|_{u_1=\hat{\tau}_1}\right\}; & k=1; \\ \hat{\tau}_k = \frac{\hat{\tau}_{k+1} + \hat{\tau}_{k-1}}{2} + \frac{1}{2} \frac{\sigma_w^2}{\sigma_n^2} \Re\left\{a_k^* \frac{\partial x_k(u_k)}{\partial u_k}\bigg|_{u_k=\hat{\tau}_k}\right\}; & k=2, \dots, N-1; \\ \hat{\tau}_N = \hat{\tau}_{N-1} + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_n^2} \Re\left\{a_N^* \frac{\partial x_N(u_N)}{\partial u_N}\bigg|_{u_N=\hat{\tau}_N}\right\}; & k=N. \end{cases} \quad (18)$$

2.2 Algorithme d'estimation hors ligne

Selon l'équation (18) du paragraphe précédent, le délai estimé à l'instant k est une fonction du retard à l'échantillon précédent $k-1$ et à l'échantillon suivant $k+1$, qui sont en fait inconnus pour une technique de filtrage en ligne. L'idée est alors d'estimer le délai τ_k avec un algorithme de lissage hors ligne. Considérons :

$$z_k(\hat{\tau}_i, a_k) \triangleq \mu \Re\left\{a_k^* \frac{\partial x_k(u_i)}{\partial u_i}\bigg|_{u_i=\hat{\tau}_i}\right\}, \quad (19)$$

$$\hat{\tau}_k^{(F)} \triangleq \hat{\tau}_{k-1} + z_k(\hat{\tau}_{k-1}, a_k), \quad (20)$$

$$\hat{\tau}_k^{(B)} \triangleq \hat{\tau}_{k+1} + z_k(\hat{\tau}_{k+1}, a_k), \quad (21)$$

où $z_k(\hat{\tau}_i, a_k)$ est le terme d'adaptation, μ est le pas d'adaptation et i est un indice dans $\{k-1, k+1\}$. La relation (18)

nécessite la connaissance de la variance du bruit, de la puissance du signal et de la variance du modèle de Wiener. Ces paramètres sont souvent difficiles à estimer, notamment la variation du RSB qui est un facteur important pour l'asservissement des systèmes. Dans (19), ces paramètres sont remplacés par le pas d'adaptation μ . Le pas d'adaptation est choisi de sorte que l'EQM soit minimale. Un pas adaptatif est également envisageable afin d'assurer la poursuite du changement du système dans le temps [2, 6, 7]. Nous reconnaissons dans (20) la boucle récursive classique de récupération du retard temporel présentée dans les références [5, 9, 11]. L'équation (21) est similaire à (20) mais traite les termes postérieurs à k , l'indice temporel d'intérêt. A partir de (18) et en introduisant les expressions précédentes (19)-(21), nous proposons l'algorithme d'aller-retour appelé aussi *Forward-Backward* (FB) qui combine la boucle d'aller ou *Forward* (F) en ligne classique (20) avec une boucle de retour ou *Backward* (B) (21) procédant d'une façon similaire mais dans le sens opposé en partant de la fin du bloc ($k = N$) jusqu'au début ($k = 1$) :

$$\hat{\tau}_k^{(FB)} = \begin{cases} \hat{\tau}_1^{(B)} = \hat{\tau}_2^{(B)} + z_1(\hat{\tau}_2^{(B)}, a_1); \\ \frac{1}{2} (\hat{\tau}_k^{(B)} + \hat{\tau}_k^{(F)}), \text{ pour } k = 2, \dots, N-1; \\ \hat{\tau}_N^{(F)} = \hat{\tau}_{N-1}^{(F)} + z_N(\hat{\tau}_{N-1}^{(F)}, a_N). \end{cases} \quad (22)$$

Dans un contexte hors-ligne, l'estimation de τ_k , peut même être améliorée en appliquant des itérations multiples de la boucle aller-retour sur le même bloc d'observations. Ceci est réalisé par l'initialisation de la première valeur à estimer de la nouvelle itération par la dernière valeur estimée à l'itération précédente.

On remarque que le terme d'adaptation $z_k(\hat{\tau}_i, a_k)$ dépend des symboles transmis a_k . Ces symboles peuvent être connus par le récepteur (mode DA) soit estimés (mode NDA) Dans les systèmes codés, on peut aussi tirer profit de la sortie souple des décodeurs afin de fournir des estimations plus fiables des symboles a_k comme proposé dans [15] précédent dans le cas du traitement en ligne. Nous pouvons, de façon analogue, remplacer a_k par le symbole souple \tilde{a}_k dans (22) pour l'algorithme de lissage hors-ligne et obtenir le mode CA hors-ligne.

Nous avons obtenu dans [14] l'expression du symbole souple \tilde{a}_k pour une modulation 2^{2p} -QAM pour un retard temporel constant sur la période d'observation. Nous pouvons utiliser cette expression en remplaçant la valeur du retard par sa valeur instantanée à l'échantillon k à chaque itération de l'algorithme *Forward-Backward*. Les expressions des parties réelles et imaginaires du symbole souple \tilde{a}_k sont alors données par :

$$\Re\{\tilde{a}_k\} = \frac{\dot{H}_k^{2p}(\Re\{x_k(\tau_k)\})}{H_k^{2p}(\Re\{x_k(\tau_k)\})}, \quad (23)$$

$$\Im\{\tilde{a}_k\} = \frac{\dot{H}_k^{2p-1}(\Im\{x_k(\tau_k)\})}{H_k^{2p-1}(\Im\{x_k(\tau_k)\})}, \quad (24)$$

où

$$H_k^l(x) = \sum_{i=1}^{2^{p-1}} \theta_{k,l}(i) \exp\left(-\frac{(2i-1)^2 d_p^2}{2\sigma^2}\right) \cosh\left(\frac{(2i-1)d_p x}{\sigma^2} + (-1)^l \frac{\lambda_l^k}{2}\right). \quad (25)$$

$\theta_{k,2p}(i)$ et $\theta_{k,2p-1}(n)$ sont récursivement obtenus en utilisant les formules suivantes :

$$\theta_{k,2p}(i) = \theta_{k,2p-2} \left(\frac{|2i-1-2^{p-1}|+1}{2} \right) \exp\left(\left(2\left\lfloor \frac{i-1}{2^{p-2}} \right\rfloor - 1\right) \frac{\lambda_{2p-2}^k}{2}\right),$$

$$\theta_{k,2p-1}(n) = \theta_{k,2p-3} \left(\frac{|2n-1-2^{p-1}|+1}{2} \right) \exp\left(\left(2\left\lfloor \frac{n-1}{2^{p-2}} \right\rfloor - 1\right) \frac{\lambda_{2p-3}^k}{2}\right),$$

où $\theta_{k,1}(1) = \theta_{k,2}(1) = 1$.

3 Résultats de simulation

Ci-après, nous évaluons par simulation les performances de l'algorithme de synchronisation étudié pour des symboles 16QAM transmis sur un canal gaussien. Le signal suréchantillonné, est passé à travers un filtre en cosinus surélevé, avec un facteur de roll-off $\alpha = 0.3$, avant d'être envoyé. Le canal introduit un retard temporel aléatoire τ suivant un modèle Wiener (voir (4)). Le signal est filtré au niveau du récepteur et récupéré par le synchroniseur. Nous évaluons enfin l'EQM sur 1000 essais Monte Carlo. Pour le mode CA, un décodeur turbo est utilisé. Il est composé de deux codeurs RSC identiques concaténés en parallèle avec un taux de codage systématique $r = 1/2$ et les polynômes générateurs $(1, 0, 1, 1)$ et $(1, 1, 0, 1)$. Les valeurs LLR sont initialisées par les sorties du démappeur souple et sont obtenues après 6 itérations de turbo décodage. Les sorties du turbo-décodeur ne sont injectées qu'une seule fois à l'entrée du synchroniseur lors d'une deuxième itération *Forward-Backward*. Un grand entrelaceur est placé entre les deux RSC. Dans la Figure 1, nous comparons en fonction du numéro de l'échantillon à l'intérieur du bloc d'observation, les EQM et BCRBs en ligne et hors ligne pour respectivement les modes DA, NDA et CA, pour des signaux 16QAM. Nous avons développé l'expression de la BCRB dans [12]. Il est clair que la technique hors ligne, *Forward-Backward*, est plus performante que la technique en ligne, *Forward*, (pour n'importe quel mode de synchronisation DA/NDA/CA). Aux extrémités du bloc d'observation, les trois algorithmes ont des performances équivalentes. Ceci est un résultat logique car en pratique, la première estimation du retard par la boucle *Backward* utilise la dernière estimation de la boucle *Forward* et vice-versa. On note que, les performances du mode CA sont meilleures que celles du mode NDA et sont quasi-similaires à celles du mode DA. L'EQM atteint un plancher dû au bruit de la boucle d'adaptation. On remarque qu'il y a un gain de 3 dB en termes d'EQM au niveau du centre du bloc en utilisant l'algorithme FB et que, similairement, la BCRB hors ligne est en dessous de la BCRB en ligne. On note aussi que les performances de l'algorithme hors ligne proposé, à savoir l'algorithme FB sont meilleures que celles de l'algorithme en ligne *Forward*.

La Figure 2 présente les courbes d'EQM et des BCRBs en fonction du RSB au centre du bloc d'observation pour les deux scénarii en ligne et hors ligne, pour les modes DA, NDA et CA et pour une modulation 16QAM. Pour les deux approches en ligne et hors ligne, le mode CA est plus performant que le mode NDA et s'approche du mode DA sur un large intervalle de RSB. Des performances équivalentes sont prévues avec le scénario

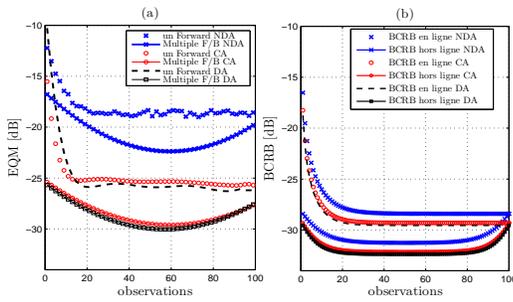


FIGURE 1 – EQM et BCRB dans diverses positions dans le bloc, RSB=10dB, $\sigma_w/T = 10^{-4}$, 16QAM, $N = 100$.

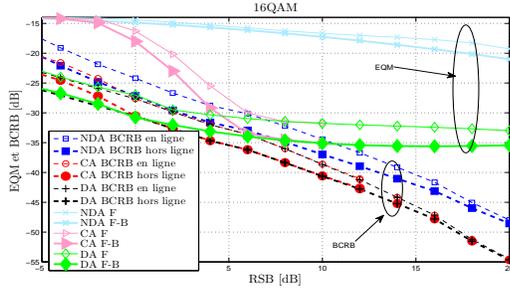


FIGURE 2 – BCRB en ligne et hors ligne en fonction du RSB, $\sigma_w/T = 10^{-4}$, longueur du bloc = 2000, 16QAM.

NDA hors ligne et le scénario CA en ligne pour une modulation 16QAM et pour un RSB inférieur à -2 dB (voir Figure 2). Dans ce cas, la boucle NDA hors ligne est préférable car elle est plus simple à implémenter que la boucle CA en ligne. A fort RSB, les BCRB en ligne et hors ligne deviennent confondus. En d'autres termes, le problème d'estimation d'un retard variable devient équivalent au problème d'estimation d'un retard déterministe. Toutefois, comme illustré par la Figure 2, en pratique, il y a un avantage à l'utilisation de l'approche hors ligne car le bruit auto-généré est moins important (saturation plus basse des courbes d'EQM). Pour les valeurs moyennes du RSB, le scénario hors ligne est plus avantageux que le scénario en ligne : comme prévu par l'étude de la BCRB, un gain de 3 dB est apporté par l'utilisation de l'information *a priori*. A faible RSB, les performances des modes NDA et CA se confondent et le mode DA réalise une estimation plus précise. Dans les systèmes modernes, les récepteurs sont souvent contraints de travailler à faible et à moyen RSB. On peut donc bénéficier des avantages apportés par le scénario hors ligne combiné avec l'approche CA.

4 Conclusion

Un algorithme de lissage hors-ligne pour la récupération dynamique du délai temporel qui repose sur l'estimateur au sens du MAP est proposé. Les performances de l'algorithme présenté se rapprochent de la BCRB hors ligne et dépassent la limite des performances des détecteurs classiques de synchronisation en ligne. Les résultats de simulation montrent l'amélioration

apportée par respectivement les approches hors ligne et CA. L'approche NDA hors ligne conduit souvent à des performances supérieures à celles du CA en ligne, pourtant est plus complexe à mettre en oeuvre.

Références

- [1] C. Berrou and A. Glavieux. Near optimum error correcting coding and decoding : turbo-codes. *IEEE Trans. on Communications*, 44(10) :1261–1271, Oct. 1996.
- [2] J. M. Brossier, P. O. Amblard, and B. Geller. Self adaptive PLL for general QAM constellations. In *Proc. of 11th European Signal Processing Conference EUSIPCO*, pages 631–635, Toulouse, Sept. 2002.
- [3] J.M. Brossier. *Signal et communication numérique : égalisation et synchronisation*. Collection "Traitement du signal". Hermes Science Publications, 1997.
- [4] I. Diatta, D. De Geest, and B. Geller. Reed Solomon turbo codes for high data rate transmission. In *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring, 2004 IEEE 59th*, volume 2, Milan, 2004.
- [5] F.M. Gardner. *Demodulator Reference Recovery Techniques Suited for Digital Implementation*. Gardner Research Comp., 1988.
- [6] B. Geller, V. Capellano, and Jean Marc Broissier. *Proc. of OCEANS IEEE Oceanic engineering, title=Equalizer for High Rate Transmission, year=1994, address = Brest, month=Sept.,*
- [7] B. Geller, V. Capellano, Jean Marc Brossier, A. Essebbar, and G. Jourdain. Equalizer for video rate transmission in multipath underwater communications. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 21(2) :150–156, Apr. 1996.
- [8] B. Geller, I. Diatta, J. P. Barbot, C. Vanstraceele, and F. Rambeau. Block turbo codes : From architecture to application. In *Proc. of IEEE International Symposium on Information Theory, ISIT 2006*, pages 1813–1816, Seattle, Jul. 2006.
- [9] William C. Lindsey and Marvin K. Simon. *Telecommunication Systems Engineering*. Dover Publications, Incorporated, 1991.
- [10] U. Mengali and A. N. D'Andrea. *Synchronization Techniques for Digital Receivers*. Plenum Press, 1997.
- [11] K. Mueller and M. Muller. Timing recovery in digital synchronous data receivers. *IEEE Trans. on Communications*, 24(5) :516–531, 1976.
- [12] I. Nasr. *Algorithmes et Bornes minimales pour la Synchronisation Temporelle à Haute Performance - Application à l'internet des objets corporels*. PhD thesis, SUP'COM and ENSTA ParisTech, Jan 2017.
- [13] I. Nasr, L.N. Atallah, S. Cherif, B. Geller, and Jianxiao Yang. A soft maximum likelihood technique for time delay recovery. In *2014 International Conference on Communications and Networking (ComNet)*, pages 1–5, Mar. 2014.
- [14] I. Nasr, L.N. Atallah, B. Geller, and S. Cherif. CRB derivation and new code-aided timing recovery technique for QAM modulated signals. In *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 4901–4906, Jun. 2015.
- [15] I. Nasr, B. Geller, L. Najjar, and S. Cherif. Performance study of a near maximum likelihood code-aided timing recovery technique. *IEEE Trans. on Signal Proc.*, 64(3) :799–811, Feb 2016.
- [16] A.R. Nayak, J.R. Barry, and S.W. McLaughlin. Joint timing recovery and turbo equalization for coded partial response channels. *IEEE Trans. on Magnetics*, 38(5) :2295–2297, Sep. 2002.
- [17] N. Noels, C. Herzet, A. Dejonghe, V. Lottici, H. Steendam, M. Moeneclaey, M. Luise, and L. Vandendorpe. Turbo synchronization : an EM algorithm interpretation. *IEEE International Conference on Communications, ICC*, 4 :2933–2937, 2003.
- [18] J. Yang and B. Geller. Near-optimum low-complexity smoothing loops for dynamical phase estimation - Application to BPSK modulated signals. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 57(9) :3704–3711, Sep 2009.
- [19] 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, June 2009.