

Performance et simplicité d'implantation des constellations tournées : une approche pragmatique

TARAK ARBI¹, JIANXIAO YANG¹, CHARBEL ABDEL NOUR², OLIVIER RIOUL³, BENOIT GELLER¹

¹ Département U2IS, ENSTA-ParisTech, 828 Boulevard des Maréchaux, 91120 Palaiseau, France

² Département électronique, Télécom Bretagne, CS 83818,29238, Brest cedex 3, France

³ Département Comelec, Télécom-ParisTech, 46, rue Barrault 75634 Paris cedex 13, France

¹ tarak.arbi@ensta-paristech.fr, jianxiao.yang@ensta-paristech.fr, benoit.geller@ensta-paristech.fr

² charbel.abdelnour@imt-atlantique.fr, ³ olivier.rioul@telecom-paristech.fr

Résumé – La norme DVB-T2 est la première à utiliser les constellations QAM tournées dont les performances théoriques sont meilleures que celles des constellations QAM conventionnelles sur des canaux à évanouissements. Toutefois, leur complexité de démodulation constitue un frein pour une diffusion plus large de cette technique. Dans cet article, nous proposons une série d'angles de rotation particulière afin de mettre en œuvre une détection de faible complexité. Les résultats obtenus montrent que la méthode proposée simplifie non seulement le récepteur mais également l'émetteur, avec souvent des performances meilleures que pour des angles de la norme DVB-T2. Le démodulateur proposé réduit la complexité globale de plus de 60% par rapport à la solution la plus simple utilisée actuellement en DVB-T2.

Abstract – DVB-T2 was the first standard to use rotated QAM constellations as they can theoretically provide better performance than conventional QAM constellations over fading channels. However, their demodulating complexity prevents wider reach for this technique. In this paper, we propose a series of rotation angles for QAM constellations and a dedicated low-complexity demapper. Obtained results show that the proposed method simplifies not only the receiver, but also the transmitter, with often better performance than with the angles used in DVB-T2. The proposed demapper allows an overall complexity reduction of more than 60% compared to the simplest solution currently used in DVB-T2.

1 Introduction

La norme DVB-T2 présente des meilleures performances relativement à DVB-T [1]-[2]. Ce gain est dû, en partie, à l'utilisation des constellations tournées [3]. Cette technique permet de corréliser les composantes en phase (I) et en quadrature (Q) de la constellation QAM conventionnelle à l'aide d'une rotation et de les envoyer séparément sur deux sous-porteuses différentes.

Comme les composantes en phase (I) et en quadrature (Q) subissent des atténuations différentes, les méthodes de détection basées sur la décorrélation telles que le forçage à zéro ou le démodulateur MMSE [5] ne sont plus optimales : un démodulateur bidimensionnel est mieux adapté [6]-[10]. Pour des constellations de valence élevée telles que 64-QAM ou 256-QAM, de tels démodulateurs ont une complexité de calcul élevée qui a un impact non négligeable sur la conception de récepteur.

C'est pour cette raison, à la différence des travaux de [3]-[4], que cet article se focalise, à l'instar de [11], sur la réduction de la complexité du démodulateur et propose une suite d'angles pour les constellations QAM avec des propriétés structurelles intéressantes. En s'appuyant sur ces dernières, on conçoit un démodulateur à faible complexité dédié à ces angles. Ce dernier garantit que l'opération de démodulation à sortie souple soit effectuée avec succès. Dans le pire des cas, le démodulateur proposé atteint quasiment les mêmes performances que le démodulateur Max-Log mais avec une complexité très

réduite en comparaison des démodulateurs proposés dans la littérature.

Cet article est organisé comme suit. La section suivante introduit le modèle du système et le processus de démodulation à sortie souple. On détaille en section 3 la solution de modulation et de démodulation proposée. Les résultats de simulations, une étude de la complexité de calcul et une comparaison des performances sont donnés dans la section 4, ce qui nous permet de tirer des conclusions à la fin de cet article.

2 Le modèle du système

2.1 Les constellations tournées

Chaque symbole s d'une constellation M-QAM conventionnelle peut prendre l'une des valeurs de l'ensemble S_c suivant :

$$S_c = \{s = s_I + js_Q \mid s_I, s_Q \in A_c\}, \quad (1)$$

où A_c est défini par :

$$A_c = \{\beta_s(-\sqrt{M} + 1 + 2p_m) \mid p_m \in \{0, 1, \dots, \sqrt{M} - 1\}\}, \quad (2)$$

avec $m \in \{I, Q\}$ et β_s est un facteur de normalisation [1] (par exemple $\beta_s = 1/\sqrt{42}$ pour le 64-QAM).

Afin d'obtenir une constellation tournée, le symbole s subit d'abord une rotation d'angle θ : $z = s \cdot e^{j\theta} = z_I + jz_Q$, où z_I et z_Q sont donnés par :

$$\begin{cases} z_I = s_I \cos \theta - s_Q \sin \theta \\ z_Q = s_I \sin \theta + s_Q \cos \theta \end{cases} \quad (3)$$

Puis, la partie réelle du symbole z et la partie imaginaire d'un autre symbole z' précédemment différé constitue le symbole à transmettre $x = \text{Re}(z) + j \text{Im}(z')$.

Le symbole reçu par le démodulateur s'écrit :

$$y_1 + jy_Q = (h_I z_I + n_I) + j(h_Q z_Q + n_Q), \quad (4)$$

où $n = n_I + jn_Q$ représente un bruit gaussien circulaire symétrique de variance σ_n^2 et h_I (resp. h_Q) représente le coefficient d'évanouissement de la composante en phase (resp. en quadrature).

2.2 Le démodulateur à sortie souple

Le démodulateur à sortie souple [12], primordial pour le bon fonctionnement de nombreux codes correcteurs d'erreurs [13]-[14], calcule le logarithme du rapport de vraisemblance (LLR) correspondant à chaque bit b_i où $i \in \{0, 1, \dots, \log_2 M - 1\}$:

$$\text{LLR}(b_i) = \ln \left(\sum_{z \in Z_c(b_i=0)} \exp \left(-\frac{d(y, z | h_I, h_Q)}{\sigma_n^2} \right) \right) - \ln \left(\sum_{z \in Z_c(b_i=1)} \exp \left(-\frac{d(y, z | h_I, h_Q)}{\sigma_n^2} \right) \right), \quad (5)$$

où $Z_c(b_i = b)$ représente le sous ensemble de Z_c qui contient tous les points associés au bit $b_i = b \in \{0, 1\}$ et $d(y, z | h_I, h_Q)$ est la distance euclidienne entre le symbole reçu et le point de constellation z considéré avec des atténuations connues :

$$d(y, z | h_I, h_Q) = (y_1 - h_I z_I)^2 + (y_Q - h_Q z_Q)^2. \quad (6)$$

Une solution sous-optimale avec une perte négligeable peut être obtenue avec l'approximation Max-Log [6] :

$$\text{LLR}(b_i) \approx \min_{z \in Z_c(b_i=1)} \left(\frac{d(y, z | h_I, h_Q)}{\sigma_n^2} \right) - \min_{z \in Z_c(b_i=0)} \left(\frac{d(y, z | h_I, h_Q)}{\sigma_n^2} \right). \quad (7)$$

Il est à noter qu'effectuer le calcul des valeurs LLR dans (7) équivaut à trouver le point optimal avec une distance euclidienne minimale relativement à l'observation reçue, puis à trouver $\log_2 M$ distances minimales avec un bit complémentaire au point ML.

3 Solution proposée

3.1 Propriétés des constellations tournées avec un angle de rotation $\theta = \arctan(1/\sqrt{M})$

Nous proposons d'utiliser l'angle de rotation $\theta = \arctan(1/\sqrt{M})$. La composante en phase z_I et la composante en quadrature z_Q s'expriment alors par :

$$\begin{cases} z_I = \left(\frac{-M+1}{2} + (\sqrt{M}p_I + (\sqrt{M} - 1 - p_Q)) \right) 2\beta_s \sin \theta \\ z_Q = \left(\frac{-M+1}{2} + (\sqrt{M}p_Q + p_I) \right) 2\beta_s \sin \theta, \end{cases} \quad (8)$$

où p_I et p_Q sont des entiers naturels données par (2). Ce choix d'angles induit les propriétés suivantes :

Propriété 1 : Les valeurs z_I (resp. z_Q) sont uniformément distribuées le long de l'axe des I (resp. Q) avec une distance $d_{1D, \min} = 2\beta_s \sin \theta$ entre deux points consécutifs.

Propriété 2 : Puisque p_I et p_Q prennent des valeurs entières de 0 à $(\sqrt{M} - 1)$, les termes $(\sqrt{M}p_I + (\sqrt{M} - 1 - p_Q))$ et $(\sqrt{M}p_Q + p_I)$ dans (8) prennent M valeurs. Ils peuvent être donc considérés comme des nombres à deux chiffres où chaque chiffre prend \sqrt{M}

valeurs. Ainsi, si on ne tient pas compte du facteur $2\beta_s \sin \theta$, le chiffre le plus (resp. le moins) significatif de z_I est p_I (resp. p_Q), tandis que le chiffre le plus (resp. le moins) significatif de z_Q est p_Q (resp. p_I).

Propriété 3 : Une valeur z_I détermine un unique couple (p_I, p_Q) :

$$\begin{cases} p_I = \left\lfloor \frac{T_I}{\sqrt{M}} \right\rfloor \\ p_Q = \sqrt{M} - 1 - (T_I - \sqrt{M}p_I), \end{cases} \quad (9)$$

et de même une valeur z_Q détermine un unique couple (p_I, p_Q) tel que :

$$\begin{cases} p_Q = \left\lfloor \frac{T_Q}{\sqrt{M}} \right\rfloor \\ p_I = -\sqrt{M}p_Q + T_Q, \end{cases} \quad (10)$$

où T_I et T_Q sont donnés par :

$$T_I = \frac{z_I}{2\beta_s \sin \theta} + \frac{M-1}{2} \quad (11)$$

$$T_Q = \frac{z_Q}{2\beta_s \sin \theta} + \frac{M-1}{2}. \quad (12)$$

Ici T_I et T_Q sont des entiers naturels dans l'intervalle $[0, 1, \dots, M - 1]$. En outre, la division (resp. la multiplication) par \sqrt{M} n'est un diviseur (resp. un multiplicateur) ordinaire car elle peut être implémentée simplement par $\log_2 \sqrt{M}$ décalages vers la droite (resp. la gauche).

Propriété 4 : Tout ensemble de \sqrt{M} valeurs consécutives de T_I (resp. T_Q) contient toutes les valeurs possibles de p_Q (resp. p_I).

4 Démodulateur proposé

Du côté du récepteur, l'observation y_m peut être égalisée par l'expression :

$$\begin{aligned} Y_m &= \frac{y_m}{2h_m \beta_s \sin \theta} + \frac{M-1}{2} \\ &= \frac{z_m}{2\beta_s \sin \theta} + \frac{M-1}{2} + \frac{n_m}{2h_m \beta_s \sin \theta} \\ &= T_m + \frac{n_m}{2h_m \beta_s \sin \theta}, \end{aligned} \quad (13)$$

où $m \in \{I, Q\}$. Soit \tilde{T}_m la valeur estimée de T_m obtenue par :

$$\tilde{T}_m = \begin{cases} 0 & \text{si } Y_m \leq 0 \\ \text{round}(Y_m) & \text{si } 0 < Y_m \leq M - 1 \\ M - 1 & \text{si } Y_m > M - 1. \end{cases} \quad (14)$$

Le point de constellation le plus proche de Y_m (appelé l'*optimum local*) s'obtiendrait à partir de \tilde{T}_m en utilisant l'équation (9) (resp. (10)) pour $m = I$ (resp. $m = Q$).

L'*optimum global* est alors trouvé si \tilde{T}_I et \tilde{T}_Q mènent au *même optimum local*. Dans le cas contraire, pour déterminer l'*optimum global*, nous augmentons le nombre de candidats en ajoutant les points des régions centrées autour de Y_I et Y_Q avec un rayon d . Ces régions peuvent être exprimées par :

$$\tilde{\mathcal{T}}(Y_m) = \begin{cases} [0, 2d - 1] & \text{si } Y_m < d \\ [M - 2d, M - 1] & \text{si } Y_m \geq M - d. \\ \{[Y_m] - d + 1, [Y_m] + d\} & \text{sinon} \end{cases} \quad (15)$$

Il est à noter que les points de la région $\tilde{\mathcal{T}}(Y_m)$ sont uniformément distribués le long de l'axe m avec un espacement unitaire ($= 1$). Pour un rayon d donné, $\tilde{\mathcal{T}}(Y_m)$ contient exactement $2d$ points. Par conséquent, la

recherche de l'optimum global est effectuée parmi 4d points candidats.

Grâce à la propriété 4, le rayon utilisé dans notre algorithme est $\sqrt{M}/2$. En résumé, l'algorithme proposé est constitué de quatre étapes :

- 1) En utilisant (13), transformer linéairement les observations reçues y_I et y_Q en Y_I et Y_Q .
- 2) Trouver les régions centrées autour de Y_I et Y_Q par (15).
- 3) Calculer la distance euclidienne entre les points candidats et l'observation reçue.
- 4) Effectuer le calcul du LLR pour chaque bit, c'est-à-dire trouver l'optimum global parmi les points candidats, puis trouver $\log_2 M$ distances minimales avec un bit d'information complémentaire de l'optimum global.

La complexité de l'algorithme proposé s'évalue en nombre de points candidats (PCs), multiplications réelles (MRs), comparaisons réelles (CRs), inversions réelles (IRs) et sommations (additions ou soustractions) réelles (SRs).

- 1) Dans la première étape, les termes $1/d_{1D,\min}$ et $(M-1)/2$ sont des constants et ils n'ont donc pas besoin d'être recalculés pour chaque symbole reçu, par conséquent la transformation (13) nécessite 2SRs, 2MRs et 2IRs.
- 2) Pour l'étape 2, selon (15), la sélection de deux régions nécessite 4 CRs, et la génération des points de ces deux régions demande $2\sqrt{M}$ SRs.
- 3) Pour l'étape 3, le calcul d'une seule distance euclidienne entre un point et l'observation reçue nécessite 4 MRs et 3 SRs, puisque il y a $2\sqrt{M}$ distances à calculer et il nous faut $8\sqrt{M}$ MRs et $6\sqrt{M}$ SRs au total.
- 4) Pour l'étape 4, afin de calculer les valeurs de LLR selon (7), nous avons besoin d'abord de trouver l'optimum global parmi les $2\sqrt{M}$ candidats, ce qui nécessite $2\sqrt{M}-1$ CRs. En outre, nous avons également besoin de $\log_2 M$ distances minimales avec un bit complémentaire de l'optimum global. Puisque chaque bit complémentaire exige $2\sqrt{M}-1$ CRs, trouver les points complémentaires exige $(2\sqrt{M}-1)\log_2 M$ CRs. Finalement pour calculer les LLR en (7), nous avons besoin de $\log_2 M$ MRs et $\log_2 M$ SRs.

En conclusion, trouver les valeurs LLR (7) nécessite $2\sqrt{M}$ PCs, $8\sqrt{M}+2+\log_2 M$ MRs, 2 IRs, $8\sqrt{M}+2+\log_2 M$ SRs et $5+(2\sqrt{M}-2)(1+\log_2 M)$ CRs.

5 Résultats de Simulations

Cette section est divisée en deux parties : la première partie compare les performances en terme de TEB des angles $\theta = \arctan(1/\sqrt{M})$ avec celles d'autres angles ; la deuxième partie compare notre démodulateur avec d'autres algorithmes proposés dans la littérature pour la constellation 256-QAM en termes de complexité et de performance.

Nous supposons, pour les simulations, une synchronisation parfaite et une estimation parfaite de canal [18]-[19]. Les courbes de TEB sont obtenues avec le code LDPC de longueur 64800, avec un rendement égal à 4/5 et le décodage min-sum à convergence rapide effectuée 25 itérations [12].

5.1 Performances des angles proposés

La Figure 1 montre le TEB pour une constellation 16-QAM avec l'angle proposé et l'angle utilisé par DVB-T2 dans le cas d'un canal à évanouissement sans effacement. Les performances de l'angle utilisé par DVB-T2 surpassent celles de l'angle proposé de 0.05 dB (resp. 0.025 dB) pour une constellation 16-QAM (resp. 64-QAM) à un TEB = 10^{-6} . Toutefois, dans le cas d'un canal Rayleigh avec 15% d'effacement, les performances de l'angle proposé surpassent celles de l'angle utilisé par DVB-T2 de 0.5 dB (resp. 0.8 dB) pour une constellation 16-QAM (resp. 64-QAM) à un TEB = 10^{-6} .

5.2 Performance de l'algorithme proposé

Puisque l'angle de rotation utilisé par DVB-T2 pour une constellation 256-QAM satisfait $\theta = \arctan(1/\sqrt{M})$, l'algorithme proposé peut être appliqué directement.

Le Tableau 1 compare la complexité, pour démoduler un seul symbole, du démodulateur proposé avec d'autres algorithmes proposés dans la littérature.

La Figure 2 et la Figure 3 montrent le TEB pour les algorithmes considérés sur un canal à évanouissement de Rayleigh sans et avec effacements respectivement. La méthode MMSE est la méthode avec la complexité de calcul la plus faible. Toutefois, elle donne les pires performances en terme de TEB.

Tab 1 : Comparaison de la complexité des algorithmes considérés pour la constellation 256-QAM.

Algorithme	PC	MR	SR	CR	IR
Max-Log	256	1032	776	2048	0
Sub-region	81	332	251	648	2
MMSE	16	64	48	128	6
PD-DEM	80	390	279	231	0
Proposé	32	138	138	275	2

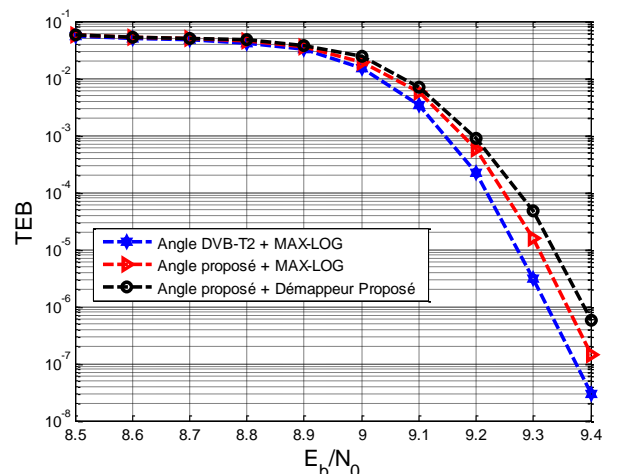


Figure 1 : TEB de la constellation 16-QAM avec l'angle proposé (14 degré), l'angle utilisé par DVB-T2 (16.8 degré) sur un canal de Rayleigh de sans effacement.

Le démodulateur proposé atteint presque les mêmes performances que l'algorithme Max-Log. Toutefois, il réduit le nombre de PCs de 88%, le nombre de MRs de 87%, le nombre de SRs de 82%, le nombre de CRs de 87% et il ne nécessite que 2 IRs additionnelles. En outre, de rapport à l'algorithme PD-DEM, la méthode de complexité la plus faible dans la littérature, l'algorithme proposé introduit une réduction de 60% du nombre de PCs et de 64% du nombre de MRs.

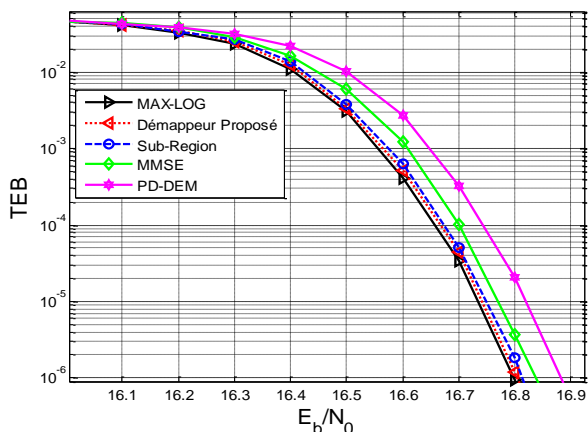


Figure 2 : Les performances des algorithmes considérés pour la constellation 256-QAM sur un canal Rayleigh.

6 Conclusion

Dans cet article, nous avons proposé une série d'angles de rotation pour plusieurs constellations QAM. Ces angles permettent d'avoir des constellations tournées avec des propriétés structurelles intéressantes. Ces dernières ont permis la conception d'un démodulateur à faible complexité qui donne presque les mêmes performances que l'algorithme Max-Log.

Grâce aux bonnes performances des angles proposés et à la simplicité d'implémentation du démodulateur proposé, ce travail permet une meilleure exploitation des constellations tournées.

Dans le futur, nous voulons inclure dans notre récepteur une conception Cross-Layer [15]-[16] afin d'optimiser la communication vidéo [17].

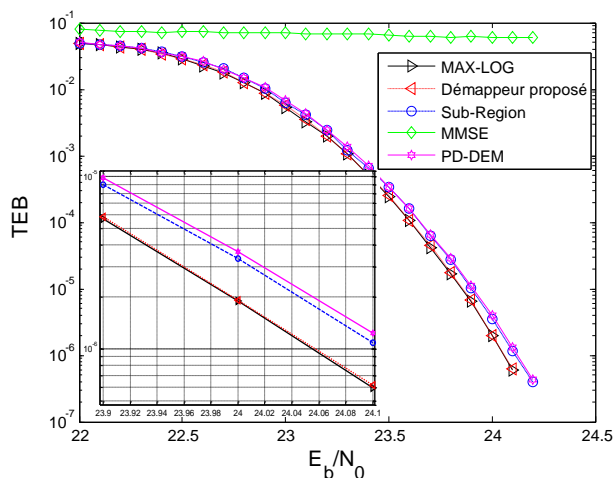


Figure 3 : Performances des algorithmes considérés pour la constellation 256-QAM sur un canal de Rayleigh avec 15% d'effacement.

Références

- [1] EN 302 755, Digital video Broadcasting (DVB); Frame structure, channel coding and modulation for a second generation DVB-T2, v1.1.1, ETSI, Sept. 2009.
- [2] EN 300 744 V1.6.1, Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, ETSI, Jan. 2009.
- [3] C. Abdel Nour and C. Douillard, "Improving BICM performance of QAM constellation for broadcast application," in Proc. Int. Symp. Turbo Codes and Related Topics, pp. 55-60, Sept. 2008.
- [4] C. Vanstraceele, B. Geller, J.P. Barbot, J.M. Brossier, "A Low Complexity Block Turbo Decoder Architecture," IEEE Transactions on Communications, vol. 56, no 12, pp. 1985-1989, Dec. 2008.
- [5] K. Kim, K.Bae, and H. Yang, "One-Dimensional Soft-Demapping using Decorrelation with Interference Cancellation for Rotated QAM Constellations," IEEE Consum. Commun. And Net. Conf. (CCNC)-Wireless Consum. Commun. Net., pp. 787-791, Jan. 2012.
- [6] M.Li, C.Abdel Nour, C. Jégo and C. Douillard, "Design of rotated QAM mapper/demapper for the DVB-T2 standard," in Proc. IEEE Workshop (SIPS 2009), Oct. 2009, pp. 18-23.
- [7] M. Li, C.A. Nour, C. Jégo and C. Douillard, "Design and FPGA prototyping of a bit-interleaved coded modulation receiver for the DVB-T2 standard," in Proc. IEEE Workshop (SIPS 2010), pp.162-167, Oct. 6-8, 2010.
- [8] M. Li, C.A. Nour, C. Jégo, J. Yang, and C. Douillard, "Efficient iterative receiver for BICM according to DVB-T2 standard," in Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics Speech and Signal Proc. (ICASSP 2011), pp.3168-3171, May 22-27, 2011.
- [9] D. P.Caldéron, V. B.Lecuyer, A.C. Oria, P. Lopez, and J.G. Doblado, "Rotated Constellation demapper for DVB-T2," IEEE Trans. Commun. Lett., vol. 47, no.1, pp.31-32, Jan. 2011.
- [10] M. Butussi, and S. Tomasin, "Low Complexity Demapping of Rotated and Cyclic Q Delayed Constellations for DVB-T2," IEEE Wireless Commun. Lett., Vol. 1, pp. 81-84, Apr. 2012.
- [11] J. Yang, M. Li, M. Li, C. Nour, C. Douillard, B. Geller, "Max-Log demapper architecture design for DVB-T2 rotated QAM constellation," IEEE Workshop SiPs, Hangzhou, China 2015.
- [12] TR 102 831 V1.1.1, Implementation TR 102 831 V1.1.1, Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system, ETSI, Oct. 2010.
- [13] 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, Seattle, July 2006.
- [14] I. Diatta, D. De Geest and B. Geller, "Reed Solomon Turbo Codes for High Data Rate Transmission," Proc. of IEEE VTC, pp. 1023-1027, Milan, May 2004.
- [15] L. Zhou, B. Geller, A. Wei, B. Zheng, J. Cui, S. Xu, "Cross-Layer Rate Allocation for Multimedia Applications in Pervasive Computing Environment," Proceedings of IEEE GLOBECOM 2008, New Orleans, Nov. 2008.
- [16] L. Zhou, B. Zheng, J. Cui, B. Geller, A. Wei, S. Xu, "Cross-Layer Design for Flow Control in Cooperative Multi-Hop Wireless Networks," International Journal of Innovative Computing, Information and Control, vol. 5 no 2, Feb. 2009.
- [17] L. Zhou, B. Zheng, A. Wei, B. Geller and J. Cui, "A Robust Resolution-Enhancement Scheme for Video Transmission over Mobile Ad-Hoc Networks," IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 54, no. 2, pp. 312-321, June 2008.
- [18] J. Yang, B. Geller, C. Herzet, J.M. Brossier, "Smoothing PLLs for QAM dynamical phase estimation", Proc. of IEEE International Conference on Communications ICC'09, Dresden, June 2009.
- [19] I. Nasr, B. Geller, L. Najjar Atallah, S. Cherif, "Performance Study of a Near Maximum Likelihood Code-Aided Timing Recovery Technique", IEEE Trans. on Signal Processing 64 (3), pp. 799-811, Feb. 2016.