

Récepteur Multinormes pour les Réseaux de Capteurs de l’IoT médical

Jianxiao Yang, Benoît Geller et Tarak Arbi

Département U2IS, ENSTA-ParisTech, Palaiseau, France
jianxiao.Yang,benoit.geller,tarak.arbi@ensta-paristech.fr

Résumé

Dans cet article, nous proposons une conception originale de réception de la couche physique du mode bande étroite de la norme IEEE 802.15.6 compatible avec un récepteur WiFi. Elle inclut la synchronisation de la trame, la synchronisation fréquentielle et la synchronisation temporelle. Les résultats de simulations montrent que les performances du système proposé sont très proches des performances théoriques.

1. Introduction

La norme IEEE 802.15.6 [1] est dédiée aux communications sans fil, à faible consommation énergétique et à faible couverture (à moins de 3 m) opérant à proximité du corps humain pour offrir en temps réel des services fiables médicaux tel que la mesure de constantes vitales et des services non-médicaux comme les services de divertissement. Contrairement au mode UWB de la norme 802.15.6, le mode bande étroite [2] aspire à devenir la norme de référence de l’internet des objets (IoT) pour l’industrie médicale. C’est pour cette raison, et différemment des travaux [3]-[7], que cet article se concentre sur ce mode. Néanmoins, la norme bande étroite IEEE 802.15.6 doit coexister dans la bande ISM des 2.4 GHz avec des concurrents de taille : 802.11 (WiFi), 802.15.4 (Bluetooth),...

Pour favoriser l’essor de la norme bande étroite IEEE 802.15.6, nous proposons un récepteur OFDM, pouvant par exemple être utilisé par un récepteur WiFi classique, et qui servirait alors de récepteur multi-standard.

Cet article est organisé comme suit. Dans la section suivante, nous rappelons les spécificités du signal de la

norme WBAN. La section 3 détaille la conception de la couche physique proposée pour la norme 802.15.6 en mode bande étroite. La section 4 discute les résultats de simulations. Nos conclusions sont données à la fin de cet article.

2. Système de Communication du Mode Bande Etroite de la Norme IEEE 802.15.6

La Fig. 1 présente la structure de la trame de la norme IEEE 802.15.6. Elle est composée de 3 champs.

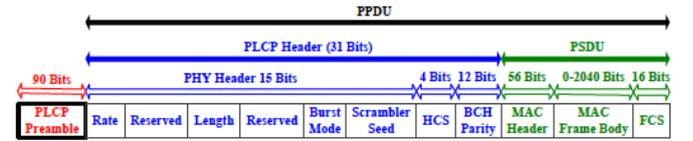


Fig. 1. Structure de la trame WBAN

Le premier champ ‘PLCP preamble’ est une séquence d’apprentissage nécessaire pour plusieurs traitements en bande de base. Ce champ utilise $\pi/2$ -DBPK comme modulation et il contient exactement 90 symboles complexes. Le dernier champ de la trame appelé PSDU contient l’information utile. Pour le mode bande étroite, la séquence binaire de ce champ est modulé par une des trois modulations différentielles suivantes : $\pi/2$ -DBPK, $\pi/4$ -DQPK ou $\pi/8$ -D8PK. Pour chacune de ces modulations, le flux binaire $b(n), n = 0, 1, \dots, N - 1$ est transformé en une séquence de symboles $s(k), k = 0, 1, \dots, (N/\log_2(M)) - 1$ comme suit :

$$s(k) = s(k - 1)\exp(j\varphi_k), \quad (1)$$

où M est l’ordre de la modulation et $s(-1) = \exp(j\pi/2)$ est la référence pour le premier symbole du préambule. A cause de la faible couverture et du faible débit de transmission, le canal peut être considéré comme un canal non sélectif en fréquence à

évanouissements lents. Par conséquent, le signal reçu peut être modélisé par :

$$r(t) = h \sum_n s_n u(t - nT_{\text{symb}}) + w(t), \quad (2)$$

où $u(t)$ est un filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé, h est l'atténuation de canal.

3. Conception de la Couche Physique

Cette section détaille les algorithmes proposés pour la synchronisation de la trame, la synchronisation fréquentielle et la synchronisation temporelle.

3.1. Synchronisation de Trame

Puisque le système IEEE 802.15.6 est un système de transmission par paquet, localiser le début de la trame (SOF) est la première tâche à réaliser.

Afin de réaliser une synchronisation robuste de la trame en utilisant le signal reçu échantillonné avec une fréquence $f_{\text{samp}} = 2f_{\text{symb}}$, l'algorithme suivant est proposé:

$$\hat{n}_{\text{SOF}} = \arg \left\{ \max_n \left\{ \sum_{l=1}^L \left\| \sum_{p=0}^{89-l} r \left(n + p + l \frac{T_{\text{symb}}}{T_{\text{samp}}} \right) r^*(n + p) * \prod_{q=0}^l \exp(-j\tilde{\varphi}_{p+q}) \right\| \right\} \right\}, \quad (3)$$

où \hat{n}_{SOF} est le début de la trame estimé, $r(n)$ est la n -ième observation du signal reçu. $T_{\text{symb}} = 1/f_{\text{symb}}$ est la période symbole, $T_{\text{samp}} = 1/f_{\text{samp}}$ est la période d'échantillonnage, $\tilde{\varphi}_n$ est la transition de phase entre les symboles $s(n-1)$ et $s(n)$.

Il y a deux points à noter : d'abord le terme de corrélation $r \left(n + l \frac{T_{\text{symb}}}{T_{\text{samp}}} \right) r^*(n)$ réduit l'impact de décalage fréquentiel. Deuxièmement, l'indice l indique que la corrélation n'est pas uniquement évaluée entre les symboles consécutifs mais elle est évaluée également entre les symboles espacés dans le temps, ce qui augmente la robustesse de l'algorithme.

Nous proposons de prendre $L = 2$; ceci est suffisant pour localiser le début de la trame avec un décalage fréquentiel (CFO) $f_{\text{CFO}} = 0.1f_{\text{symb}}$ et un rapport signal sur bruit (SNR) $\text{SNR} = -1 \text{ dB}$.

3.2. Synchronisation Fréquentielle

Notre algorithme de synchronisation, développé pour compenser le décalage fréquentiel entre l'émetteur et le récepteur, se décompose en deux étapes ; la

première concerne la synchronisation grossière en fréquence, tandis que la deuxième traite la synchronisation fine en fréquence.

La synchronisation grossière en fréquence est effectuée comme suit :

- 1) Transformer chaque $N_{\text{FFT}}^{\text{CFO}}$ observations de signal reçu en domaine fréquentiel par FFT. Ces observations en domaine fréquentiel sont désignées par $\tilde{R}(k)$, $k = 0, 1, \dots, N_{\text{FFT}}^{\text{CFO}} - 1$.
- 2) Transformer les $N_{\text{FFT}}^{\text{CFO}}/2$ symboles de préambule en domaine fréquentiel par FFT. Ces observations en domaine fréquentiel sont désignées par $\tilde{P}(k)$, $k = 0, 1, \dots, N_{\text{FFT}}^{\text{CFO}}/2 - 1$.
- 3) Localiser le maximum de corrélation entre les deux séquences en domaine fréquentiel comme suit

$$\hat{n}_{\text{coarse}}^{\text{CFO}} = \arg \left\{ \max_n \left\{ \left\| \sum_{p=0}^{\frac{N_{\text{FFT}}^{\text{CFO}}}{4} - 1} \tilde{R}((p+n) \bmod N_{\text{FFT}}^{\text{CFO}}) \tilde{P}^*(p) + \sum_{p=\frac{N_{\text{FFT}}^{\text{CFO}}}{4}}^{\frac{N_{\text{FFT}}^{\text{CFO}}}{2} - 1} \tilde{R} \left(\left(p + \frac{N_{\text{FFT}}^{\text{CFO}}}{2} + n \right) \bmod N_{\text{FFT}}^{\text{CFO}} \right) \tilde{P}^*(p) \right\| \right\} \right\}, \quad (4)$$

où $\bmod N_{\text{FFT}}^{\text{CFO}}$ se réfère à l'opération modulo $N_{\text{FFT}}^{\text{CFO}}$.

La valeur estimée du décalage fréquentiel est :

$$\hat{f}_{\text{coarse}}^{\text{CFO}} = \hat{n}_{\text{coarse}}^{\text{CFO}} \frac{f_{\text{samp}}}{N_{\text{FFT}}^{\text{CFO}}}. \quad (5)$$

- 4) Compenser le décalage fréquentiel $\hat{f}_{\text{coarse}}^{\text{CFO}}$.

Il est à noter que la valeur estimée par la synchronisation grossière a une précision de l'ordre de $f_{\text{samp}}/N_{\text{FFT}}^{\text{CFO}}$. La taille de la FFT détermine donc la précision de l'algorithme: Plus la taille de FFT est importante, meilleure est la précision de l'algorithme. Nous proposons de prendre $N_{\text{FFT}}^{\text{CFO}} = 128$. Par conséquent, pour chaque paquet contenant 90 symboles de préambule, il y a deux valeurs estimées partiellement corrélées.

Après la compensation de la valeur estimée par l'algorithme de la synchronisation grossière du décalage fréquentiel, la synchronisation fine en fréquence est effectuée comme suit :

$$\hat{f}_{\text{fine}}^{\text{CFO}} = \frac{1}{2\pi L T_{\text{symb}}} * \tan^{-1} \left(\sum_{l=1}^L \frac{1}{(90-l)l} \sum_{p=0}^{89-l} \tilde{r}(n+l) \tilde{r}^*(p) * \prod_{q=0}^l \exp(-j\tilde{\varphi}_{p+q}) \right). \quad (6)$$

Afin de réduire la complexité du système, l'estimation fine du décalage fréquentiel est effectuée comme suit :

$$\hat{f}_{fine}^{CFO} = \frac{1}{\pi T_{symp}} \tan^{-1}(\hat{V}_{fine}^{CFO}), \quad (7)$$

où \hat{V}_{fine}^{CFO} est obtenu par un filtre IIR du premier ordre :

$$\hat{V}_{fine}^{CFO} = (1 - \alpha)\hat{V}_{fine}^{CFO} + \frac{\alpha}{l}\tilde{r}(p+l) * \tilde{r}^*(p) \prod_{q=0}^l \exp(-j\tilde{\varphi}_{p+q}). \quad (8)$$

Nous proposons de prendre $L=2$ et $\alpha = 0.01$.

3.3. Synchronisation Temporelle

L'objectif de cette tâche est d'estimer le délai τ du signal, où :

$$r(t - \tau) = h \sum_n s_n u(t - nT_{symp} - \tau) + w(t - \tau), \quad (9)$$

La synchronisation temporelle comprend deux blocs : estimation de canal et égalisation de canal.

L'estimateur de canal a pour objectif d'estimer la fonction de transfert en fréquence du canal comme suit :

- 1) Transformer chaque N_{FFT}^{TR} observations de signal reçu en domaine fréquentiel par FFT. Ces observations en domaine fréquentiel sont désignées par $\tilde{R}(k)$, $k = 0, 1, \dots, N_{FFT}^{TR}-1$.
- 2) Insérer 1 zéro entre chaque couple de symboles du préambule. Ensuite transformer chaque N_{FFT}^{TR} points de la séquence obtenue en domaine fréquentiel par FFT ; les observations en domaine fréquentiel sont désignées par $\tilde{P}(k)$, $k = 0, 1, \dots, N_{FFT}^{TR}-1$.
- 3) Comme pour l'estimateur de canal conventionnel du système OFDM, la réponse fréquentielle de canal peut être estimée par : $\hat{H}(k) = \tilde{R}(k)/\tilde{P}(k)$.
- 4) Interpoler linéairement la réponse fréquentielle de canal entre chaque couple de valeurs consécutives de $\hat{H}(k)$. On obtient donc, une nouvelle fonction de transfert de canal $\hat{H}_l(k)$ ayant $2N_{FFT}^{TR}$ points.

Ensuite l'égaliseur de canal déclenche la méthode overlap-save (OLS) [8]. Il doit :

- 1) Prendre les N_{FFT}^{TR} observations du bloc OLS précédent.
- 2) Prendre les N_{FFT}^{TR} nouvelles observations à égaliser.
- 3) Transformer les $2N_{FFT}^{TR}$ observations en domaine fréquentiel, les points correspondants sont désignés par $R(k)$.
- 4) Effectuer l'égalisation : $\hat{D}(k) = R(k)/\hat{H}_l(k)$.

- 5) Transformer les échantillons de $\hat{D}(k)$ en domaine temporel.
- 6) Extraire les derniers N_{FFT}^{TR} points échantillonnés. Le premier de chaque couple d'échantillons est le symbole DMPSK.

Nous proposons de prendre $N_{FFT}^{TR} = 64$.

4. Résultats de Simulation

Dans cette section, les performances du système proposé pour les modulations $\pi/2$ -DBPK (voir Fig. 2), $\pi/4$ -DQPK (voir Fig. 3) et $\pi/8$ -D8PK (voir Fig. 4) sont évaluées en terme de taux d'erreur binaire BER pour deux scénarios : le premier est la simulation avec un décalage temporel aléatoire $\tau \in [-T_{symp}/2, T_{symp}/2]$ (voir les courbes indiquées par 'RTO sim') ; l'autre scénario ne comprend pas uniquement un décalage temporel aléatoire, mais également un décalage fréquentiel important $f_{CFO} = 0.1f_{symp}$ (voir les courbes indiquées par 'RTO + 10% CFO sim'). En outre, les performances théoriques (voir courbes indiquées par 'theory') représentent les meilleures performances sur le canal gaussien et nous servent de références [9].

Les Fig.2, Fig.3 et Fig.4 montrent que les courbes BER du système proposé sont très proches des performances théoriques avec uniquement un décalage temporel aléatoire RTO. Les performances se dégradent de plus en plus avec l'augmentation du décalage fréquentiel CFO. Le signal devient de plus en plus sensible au décalage fréquentiel au fur et à mesure que l'ordre de constellation augmente.

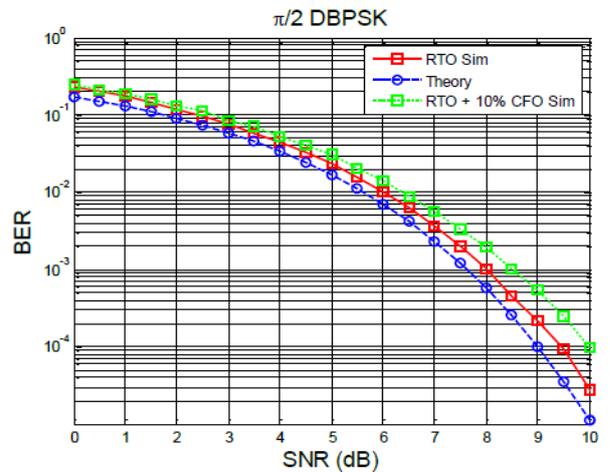


Fig.2. Performance du système proposé pour $\pi/2$ -DBPK.

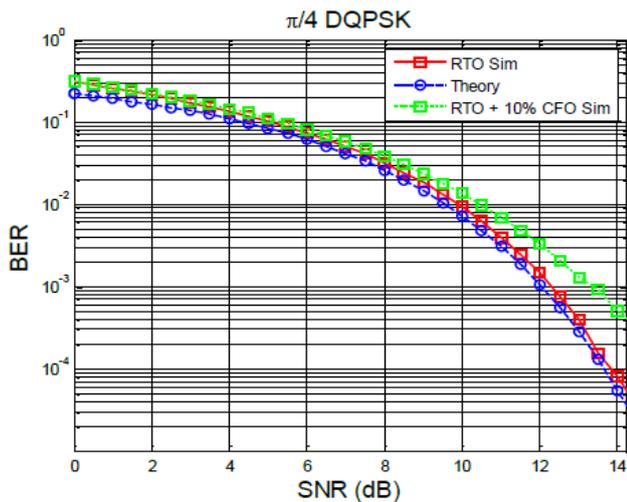


Fig.3. Performance du système proposé pour $\pi/4$ -DBPK.

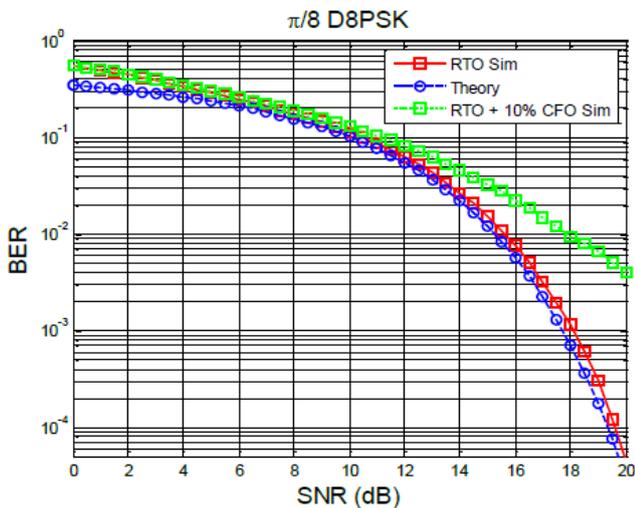


Fig.4. Performance du système proposé pour $\pi/8$ -D8PK.

5. Conclusion

Dans cet article, la conception des algorithmes de la couche physique pour le mode bande étroite de la norme IEEE 802.15.6 est présentée. Contrairement à la conception conventionnelle de la couche physique de récepteur mono-porteuse, les algorithmes de traitement du signal proposés peuvent être directement utilisés par un système OFDM tel que dans le WiFi. Les résultats de simulations montrent que les performances des algorithmes proposés sont très proches des performances théoriques sur un canal gaussien avec un décalage temporel aléatoire, ce qui rend cette conception attractive pour la conception d'un transceiver multinormes et multi-modes. Dans le

futur, nous voulons inclure dans notre récepteur multi-standard, un décodeur souple [10] et un design Cross-Layer [11] pouvant servir à la localisation.

Références

- [1] 'IEEE Standard for local and metropolitan area network part 15.6: Wireless Area Body Network', 2012.
- [2] C. Lee, J. Kim, H. S. Lee and J. Kim, "Physical layer designs for WBAN systems in IEEE 802.15.6 proposals," in the proceedings of 9th International Symposium on Communications and Information technology, 2009. ISCIT 2009. Pp. 841-844, Icheon, 2009.
- [3] B. Choi, B. Kim, S. Lee, K. Wang, Y. Kim and D. Chung, "Narrowband Physical Layer Design for WBAN System" in the proceedings of First International Conference on Pervasive Computing Signal Processing and Application (PCSPA), 2010, pp. 154-157, Harbin, 2010.
- [4] M. Chen, J. Han, D. Fang, Mengyuan Chen, Jun Han, Dabin Fang, Yao Zou and Xiaoyang Zeng, "An Ultra Low-Power and Area-Efficient Baseband Processor for WBAN Transmitter," in the proceedings of Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA), 2013.
- [5] Yunping Liang, Yu Zhou and Ye Lu, "The design and implementation of IEEE 802.15.6 Baseband on FPGA," in the proceedings of International Conference on Health Informatics, IFMBE Proceedings 42, Nov. 2013.
- [6] P. Mathew, L. Augustine, D. Kushwaha, V. Desalphine and A. David Selvakumar, "Implementation of NB PHY transceiver of IEEE 802.15.6 WBAN on FPGA," in the proceedings of 2015 International Conference on VLSI Systems, Architecture, Technology and Applications (VLSI-SATA), pp. 1-6., Bangalore, 2015.
- [7] P. Mathew, L. Augustine, D. Kushwaha, D. Vivian and D. Selvakumar, "Hardware implementation of NB PHY baseband transceiver for IEEE 802.15.6 WBAN," in the proceedings of 2014 International Conference on Medical Imaging, m-Health and Emerging Communication Systems (MedCom), pp. 64-71, Greater Noida, 2014.
- [8] Proakis, J. G., and Manolakis, D. K., Digital Signal Processing, 4th Edition., Pearson, 2007.
- [9] Xiong, F., Digital Modulation Techniques (Second Edition), Artech House, April, 2006.
- [10] B. Geller, I. Diatta and J. P. Barbot, C. Vanstraceele, F. Rombeau "Block Turbo Codes: From Architecture to Application," Proc. of ISIT, Seattle, July 2006.
- [11] L. Zhou, B. Zheng, J. Cui, S. Xu, B. Geller, A. Wei "Cross-layer design for flow control in cooperative multi-hop wireless networks," International Journal of Innovative Computing, Information and Control, vol. 5, n.2, Feb. 2009.