

Démonstration d'une modulation AC-FSK économe en énergie pour les communications optiques sans-fil

Muhammad Jehangir KHAN, Yannis LE GUENNEC, Laurent ROS

Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP, GIPSA-Lab
11 des Mathématiques, BP46, 38402, Saint Martin d'Hères, France
Muhammad-Jehangir.Khan@gipsa-lab.grenoble-inp.fr

Résumé – Dans cet article, une démonstration expérimentale d'une technique de modulation Asymmetrically Clipped - Frequency Shift Keying (AC-FSK) dédiée aux systèmes de communications optiques sans-fil est proposée. Après une analyse de la modulation AC-FSK, le banc de test optique sans-fil radiologique est présenté. Les résultats expérimentaux montrent que la modulation AC-FSK atteint des performances similaires à celles de la modulation unipolaire (U)-FSK de l'Etat-de-l'Art, avec le bénéfice d'une complexité réduite du récepteur harmonique quasi-optimal proposé.

Abstract – In this article, an experimental demonstration of Asymmetrically Clipped - Frequency Shift Keying (AC-FSK) modulation for optical wireless communications is provided. After analysing AC-FSK signalling, a software defined optical wireless test bench is presented. Experimental results show that AC-FSK modulation reaches similar performance as State-of-The-Art unipolar (U)-FSK signalling, with the benefit of a reduced complexity for the proposed quasi-optimal harmonic receiver.

1 Introduction

Les communications optiques sans-fil (OWC) constituent une alternative intéressante aux systèmes radiofréquences (RF) du fait de la rareté de la ressource spectrale radio [1]. Ces systèmes reposent sur le principe de la modulation de l'intensité d'une source optique et de la détection directe (IM-DD) grâce à une photodiode. Les signaux de modulation utilisés dans ces systèmes IM-DD doivent être réels et unipolaires [1]. De nombreux travaux ont porté sur des modulations optiques sans-fil haut-débit utilisant des modulations linéaires à forte efficacité spectrale, comme par exemple la modulation d'impulsions en amplitude (PAM) [2] ou encore la modulation par multiplexage de fréquences orthogonales (OFDM) [3]. Néanmoins, avec l'émergence de l'internet des objets, il est attendu qu'un grand nombre de communications soient réalisées à bas-débit (de 100 kbps à 1 Mbps) et pour de faibles quantités d'informations. Dans cette perspective, il est nécessaire d'imaginer des techniques de modulation pour les systèmes OWC qui soient efficaces énergétiquement. C'est pourquoi nous avons proposé récemment des techniques de modulations optiques basées sur des modulations non-linéaires de type modulation par déplacement de fréquence (FSK) [4] adaptées aux contraintes des systèmes IM-DD OWC. Dans [4], une variante unipolaire de la modulation FSK, appelée unipolar (U)-FSK, est proposée. Elle consiste à transmettre successivement la partie positive d'un symbole FSK, suivie de la partie négative (mais en inversant son signe) de manière à générer une forme d'onde unipolaire. Un récepteur U-FSK, travaillant dans le domaine fréquentiel (récepteur harmonique), a été proposé dans [5]; il permet d'atteindre les

performances du récepteur à maximum de vraisemblance (ML) avec une complexité moindre. Une nouvelle forme d'onde, l'Asymmetrically Clipped (AC)-FSK, a ensuite été proposée de manière à réduire le nombre de d'harmoniques nécessaires à la détection optimale des symboles [6]. Les résultats théoriques et les simulations ont ainsi montré des performances similaires entre l'AC-FSK et l'U-FSK, mais avec le bénéfice d'un récepteur harmonique AC-FSK de complexité encore réduite.

Dans cet article, nous proposons la mise en oeuvre expérimentale de la modulation AC-FSK en considérant plusieurs type de récepteurs (dont le récepteur conventionnel ML et le récepteur harmonique), en utilisant un banc de test optique sans fil associé à des équipements radio-logiciels. Les résultats expérimentaux obtenus pour l'AC-FSK sont comparés à l'Etat-de-l'Art (modulation U-FSK) et permettent de démontrer la pertinence de la modulation AC-FSK en termes de performances énergétiques au regard de la complexité du récepteur, pour les applications OWC bas-débit visées.

2 Principe de la Modulation M -AC-FSK

2.1 Formes d'Ondes AC-FSK

2.1.1 Formes d'Ondes Temporelles

La modulation M -AC-FSK a été proposée dans [6]. Le dictionnaire des M symboles possibles AC-FSK est obtenu à partir du dictionnaire de la modulation $2M$ -FSK conventionnelle. La forme d'onde temporelle, en temps discret, du $k^{\text{ième}}$ symbole du dictionnaire $2M$ -FSK, $\mathcal{D}^{2M\text{-FSK}}$ est donnée par :

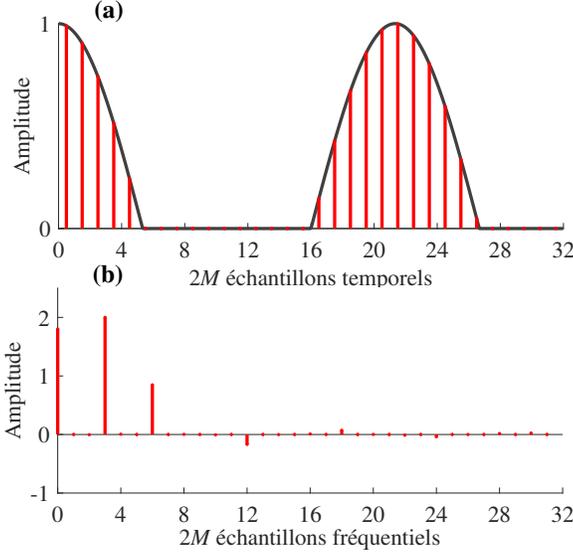


FIGURE 1 – Forme d’onde temporelle AC-FSK (a) forme d’onde fréquentielle AC-FSK (b) pour $m = 2$ et $M = 16$.

$$\tilde{s}_k[n] = \begin{cases} \frac{A}{\sqrt{2}} & k = 0 \\ A \cos\left(\pi k \frac{2n+1}{4M}\right) & 1 \leq k \leq 2M-1 \end{cases}, \quad (1)$$

où $0 \leq n \leq 2M-1$ et A est l’amplitude de la forme d’onde. La durée du symbole est $\tilde{T}_s = M_c T_c$, avec T_c la période d’échantillonnage et M_c le nombre d’échantillons par symbole. Pour assurer l’orthogonalité entre les symboles, la séparation fréquentielle minimum requise entre 2 fréquences adjacentes est $\Delta f = 1/2\tilde{T}_s$ [4]. Pour définir le dictionnaire AC-FSK, \mathcal{D}^{AC} de cardinalité M , seuls les symboles de fréquences impaires appartenant à $\mathcal{D}^{2M-\text{FSK}}$ sont conservés et leurs échantillons négatifs sont forcés à zéro par écrêtage, afin de satisfaire la contrainte d’unipolarité. Par conséquent, la forme d’onde temporelle du $m^{\text{ième}}$ symbole AC-FSK est définie par :

$$s_m[n] = \tilde{s}_{k_{\text{impair}}}^+[n], \quad (2)$$

où $m = (k_{\text{impair}} + 1)/2$ et $k_{\text{impair}} \in \{1, 3, \dots, 2M-3, 2M-1\}$, $m \in \{1, 2, \dots, M\}$. On note $\mathbf{s}_m = [s_m[0], \dots, s_m[2M-1]]^T$ la représentation vectorielle du $m^{\text{ième}}$ symbole AC-FSK.

2.1.2 Formes d’Ondes Fréquentielles

Une transformée en cosinus discrète (DCT) d’ordre $2M$ est appliquée sur le $m^{\text{ième}}$ symbole temporel AC-FSK, \mathbf{s}_m afin d’obtenir sa représentation fréquentielle, \mathbf{S}_m telle que :

$$\mathbf{S}_m = \mathcal{C}_{2M} \mathbf{s}_m, \quad (3)$$

où \mathcal{C}_{2M} désigne la matrice DCT d’ordre $2M$ [6] et \mathbf{S}_m est de forme vectorielle $\mathbf{S}_m = [S_m[0], \dots, S_m[2M-1]]^T$.

Considérons que le $m^{\text{ième}}$ symbole AC-FSK, i.e. \mathbf{s}_m , est activé. Alors sa forme d’onde fréquentielle, i.e. \mathbf{S}_m , présente

une composante continue (DC), une première harmonique (fréquence fondamentale) à l’indice $2m-1$ ainsi que des harmoniques paires. La Fig. 1 (a) représente la forme d’onde temporelle AC-FSK obtenue pour $m = 2$ et $M = 16$, ainsi que la forme d’onde fréquentielle associée (b). Il est souligné ici que la fréquence fondamentale et la seconde harmonique contiennent plus de 99% de l’énergie du symbole (la composante DC n’étant pas considérée). La bande-passante de modulation (définie typiquement sans prendre en compte les harmoniques introduites par l’écrêtage du signal) est $B = 2M\Delta f$. Puisque le débit binaire s’exprime par $R_b = \log_2(M)/\tilde{T}_s$, l’efficacité spectrale de la modulation M -AC-FSK, η s’écrit alors :

$$\eta = \frac{R_b}{B} = \frac{\log_2(M)}{M}. \quad (4)$$

2.2 Récepteurs M -AC-FSK

La forme d’onde reçue \mathbf{r} , impactée par le bruit ambiant \mathbf{n} , est définie par $\mathbf{r} = \mathbf{s}_m + \mathbf{n}$, où \mathbf{n} désigne un bruit additif blanc gaussien (AWGN) dont la densité spectrale de puissance monolatérale est N_0 . \mathbf{n} et \mathbf{r} sont exprimés sous formes vectorielles : $\mathbf{n} = [n[0], \dots, n[2M-1]]^T$ et $\mathbf{r} = [r[0], \dots, r[2M-1]]^T$.

2.2.1 Récepteur Temporel à Maximum de Vraisemblance

En considérant que tous les symboles de \mathcal{D}^{AC} sont équiprobables et ont la même énergie, le récepteur temporel à maximum de vraisemblance (TD ML) évalue la corrélation entre \mathbf{r} et $\mathbf{s}_m \in \mathcal{D}^{\text{AC}}$ pour identifier l’indice du symbole AC-FSK transmis, \hat{m} tel que :

$$\hat{m} = \arg \max_m \langle \mathbf{r}, \mathbf{s}_m \rangle, \quad m \in \{1, 2, \dots, M\}. \quad (5)$$

La complexité du récepteur TD ML (nombre de multiplications réelles) est $\mathcal{O}(M^2)$ [6].

2.2.2 Récepteur DCT 1-tap

La simplification du terme $\langle \mathbf{r}, \mathbf{s}_m \rangle$ dans l’eq. (5) conduit à une détection sous-optimale, pour laquelle l’indice du symbole AC-FSK transmis est identifié en réalisant :

$$\hat{m} = \arg \max_m \left\{ |R_{2m-1}| \right\}, \quad m \in \{1, 2, \dots, M\}, \quad (6)$$

où R_{2m-1} représente la DCT de \mathbf{r} évaluée aux indices des fréquences impaires $2m-1$. Par conséquent, la décision s’effectue sur un unique coefficient (i.e tap) de \mathbf{R} qui possède l’amplitude maximale, où $\mathbf{R} = \mathcal{C}_{2M} \mathbf{r} = [R[0], \dots, R[2M-1]]^T$. La simplification du récepteur tient au fait que la distorsion introduite par l’écrêtage n’est pas exploitée pour identifier l’indice du symbole. La complexité du récepteur DCT 1-tap est significativement inférieure à celle du TD ML et est de l’ordre de $\mathcal{O}(M \log_2(2M))$ [6].

2.2.3 Récepteur Harmonique 2-taps

L’idée première du récepteur harmonique 2-tap est d’exploiter la génération d’harmoniques créés par l’écrêtage des formes

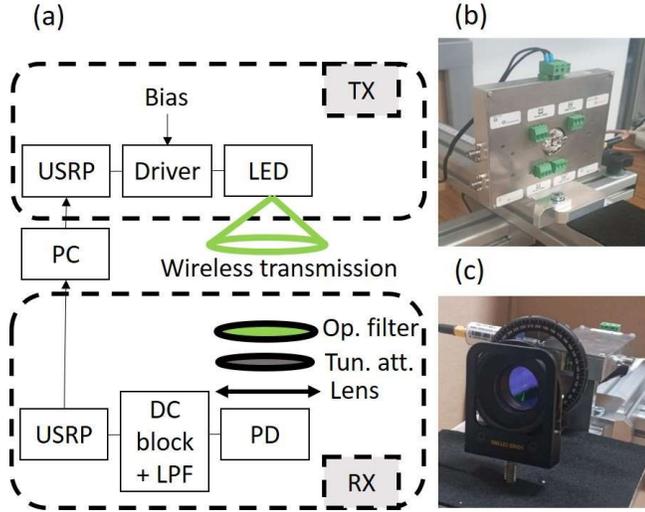


FIGURE 2 – Banc de test pour le système optique sans-fil (a), transmetteur LED (driver et LED) (b), récepteur (c). Op. filter : filtre optique, Tun. att. : atténuateur optique variable.

d’ondes FSK pour générer les symboles AC-FSK. Dans un premier temps (hors ligne et réalisé une seule fois), les 2 harmoniques de plus forte amplitude (en omettant la composante DC) sont sélectionnées dans S_m (3) pour définir un nouveau dictionnaire de M symboles S_m^2 , qui sont ensuite interpolés dans une table de correspondance (LUT). Dans un second temps (répété chaque temps symbole), une DCT d’ordre $2M$ est appliquée à r pour obtenir R . Un calcul de corrélation est alors réalisé, dans le domaine fréquentiel, entre R et S_m^2 pour identifier l’indice du symbole AC-FSK transmis, \hat{m} tel que [6] :

$$\hat{m} = \arg \max_m \langle R, S_m^2 \rangle, \quad m \in \{1, 2, \dots, M\}. \quad (7)$$

Le récepteur harmonique 2-taps peut être considéré comme un récepteur DCT 2-taps, utilisant le même front-end que le récepteur DCT 1-tap. La complexité du récepteur harmonique 2-taps est $\mathcal{O}(M \log_2(2M) + 2M)$. Elle est un peu plus élevée que celle du récepteur DCT 1-tap, mais varie encore de manière linéarithmique avec M .

3 Résultats Expérimentaux

3.1 Description du Banc de Test

La Fig. 2 (a) décrit le banc de test expérimental du système optique sans-fil. Il est constitué de dispositifs électroniques et optiques disponibles sur étagères. Le transmetteur (TX) (cf. Fig. 2 (b)) intègre une matrice de 4 diodes électroluminescentes (LEDs) de couleurs rouge, verte, bleue et ambre (RGBA). Seule la LED verte est modulée en intensité pour notre expérimentation. La bande-passante de modulation disponible est d’environ 10 MHz. Le courant de polarisation de la LED est ajusté de manière à garantir que les échantillons forcés à zéro dans les symboles AC-FSK correspondent à une intensité optique nulle. Le transmetteur et le récepteur (RX) sont en

TABLE 1 – Paramètres expérimentaux des modulations M -AC-FSK and M -U-FSK.

	AC-FSK / U-FSK	
	16	128
M	16	128
Fréquence d’échantillonnage, F_s (MHz)	25	25
Facteur de suréchantillonnage, K	4	4
Bande occupée, B (MHz)	3.125	3.125
Débit binaire, R_b (Mbps)	0.78	0.17
Efficacité spectrale, η (bps/Hz)	0.25	$5.4 \cdot 10^{-2}$

visibilité directe, la distance les séparant étant de 1 m. Au niveau du récepteur (cf. Fig. 2 (c)), un filtre optique est utilisé pour filtrer les longueurs d’ondes indésirables issues de la lumière ambiante. Il est suivi d’un atténuateur optique variable pour permettre d’évaluer les performances du système OWC en fonction de la puissance optique moyenne reçue, $P_{r(\text{opt})}$. Une photodiode (PD) réalise la conversion de la modulation d’intensité optique en modulation d’amplitude du courant électrique. La responsivité de la PD est de 0.35 A/W, et sa bande passante est supérieure à 200 MHz. La photodiode est suivie d’un DC block, éliminant la composante continue du signal, lui-même suivi d’un filtre passe-bas (LPF) de bande passante 12 MHz. Les fonctions de modulation et démodulation numériques sont réalisées grâce à une interface radiologique (USRP) intégrant des front-ends permettant la génération et la détection de signaux réels en bande de base, compatibles avec les contraintes des systèmes IM-DD. Les modulations AC-FSK et U-FSK sont implémentées. L’ordre de modulation M , la fréquence d’échantillonnage F_s , le facteur de suréchantillonnage (vis à vis de T_c), la bande passante occupée B , le débit binaire R_b et l’efficacité spectrale η sont reportés dans le Tab. 1.

3.2 Performances en Taux d’Erreurs Binaires

La Fig. 3 représente les mesures de taux d’erreurs binaires (BER) obtenues pour la modulation M -AC-FSK en fonction de la puissance optique moyenne reçue, $P_{r(\text{opt})}$, en utilisant les récepteurs TD ML, DCT 1-tap et harmonique 2-taps, pour $M = \{16, 128\}$. Les courbes théoriques de BER pour le récepteur TD ML, issues de [6], sont également reportées. La Fig. 3 indique clairement l’amélioration de l’efficacité énergétique de la modulation AC-FSK lorsque la taille de l’ordre de la modulation (M) augmente, cela au détriment de l’efficacité spectrale (cf. Tab. I). Comme attendu, le récepteur optimal TD ML obtient de meilleures performances que le récepteur DCT 1-tap. En effet, la puissance optique moyenne nécessaire pour atteindre un BER de 10^{-3} est 1 dB plus faible en utilisant le récepteur TD ML qu’en utilisant le récepteur sous-optimal DCT 1-tap. On peut aussi observer que le récepteur harmonique 2-taps atteint les mêmes performances (récepteur quasi-optimal) que le récepteur optimal TD ML, avec une réduction de complexité significative par rapport à ce dernier : 56.3% (respecti-

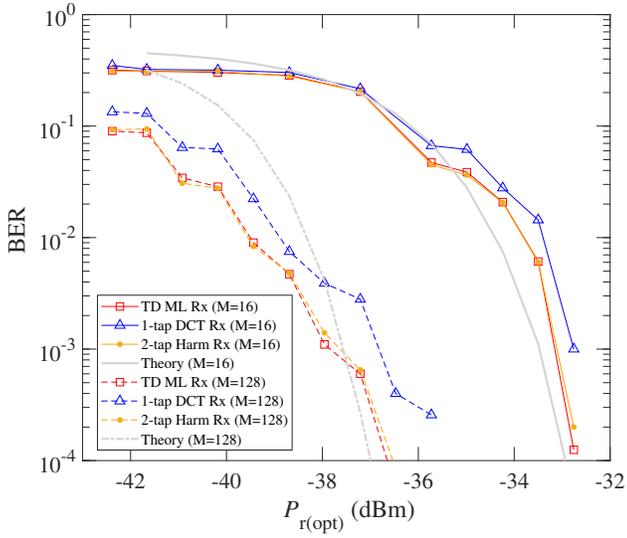


FIGURE 3 – Mesures du taux d’erreurs binaires (BER) en fonction de $P_{r(\text{opt})}$ avec les récepteurs TD ML, DCT 1-tap et harmonique 2-taps (Harm Rx) pour la modulation M -AC-FSK, en considérant $M = \{16, 128\}$. Le BER théorique est également reporté.

vement 92.2%) pour $M = 16$ (respectivement $M = 128$). La Fig. 4 montre les résultats expérimentaux du BER en fonction de la puissance moyenne optique reçue, $P_{r(\text{opt})}$, en considérant le récepteur harmonique pour les modulations M -AC-FSK et M -U-FSK [5] et des ordres de modulation $M = \{16, 128\}$. Dans le récepteur harmonique, seules 2 harmoniques (i.e taps) sont considérées pour tous les symboles AC-FSK [6], alors que $L_{\text{impaires}} = 2$ et $L_{\text{paires}} = 12$ harmoniques (i.e taps) doivent être considérées pour les symboles U-FSK de fréquences impaires et paires, respectivement [5]. Les résultats expérimentaux pour $M = 128$ semblent meilleurs que la théorie, ce qui est possiblement dû aux incertitudes expérimentales dans la mesure de $P_{r(\text{opt})}$. D’après la Fig. 4, les performances mesurées pour la modulation M -AC-FSK sont similaires à celles mesurées pour l’U-FSK pour $M = 16$ et $M = 128$. Néanmoins, la complexité du récepteur harmonique 2-taps de l’AC-FSK est 41.6% (respectivement 33.3%) plus faible que celle du récepteur harmonique U-FSK pour $M = 16$ (respectivement $M = 128$), cela étant dû au nombre plus limité d’harmoniques à considérer pour le récepteur harmonique 2-taps de l’AC-FSK.

4 Conclusion et Perspectives

Dans cet article, une démonstration expérimentale de la technique de modulation AC-FSK, dédiée aux systèmes de communications optiques sans-fil, est proposée. Après avoir décrit le principe de la modulation AC-FSK ainsi que les récepteurs associés (optimal ML, récepteur DCT 1-tap sous-optimal, récepteur harmonique 2-taps quasi-optimal), le banc expérimental optique sans-fil est présenté. Les mesures de taux d’erreurs binaires confirment l’augmentation de l’efficacité éner-

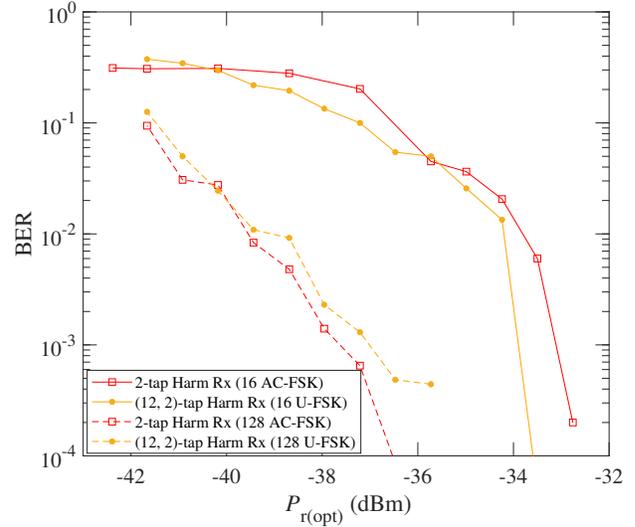


FIGURE 4 – Mesures du taux d’erreur binaire (BER) en fonction de $P_{r(\text{opt})}$ avec le récepteur harmonique (Harm Rx) pour les modulations M -AC-FSK and M -U-FSK, en considérant $M = \{16, 128\}$.

gétique de la modulation AC-FSK lorsque l’ordre de la modulation croît. La comparaison avec la modulation U-FSK (Etat-de-l’Art) indique que la modulation AC-FSK atteint des performances identiques mais avec une complexité de récepteur harmonique 2-taps bien moindre que celle du récepteur harmonique U-FSK.

Références

- [1] H. HAAS, L. YIN, Y. WANG et C. CHEN, “What is LiFi?” *Journal of lightwave technology*, t. 34, n° 6, p. 1533-1544, 2015.
- [2] A. NUWANPRIYA, S.-W. HO, J. A. ZHANG, A. J. GRANT et L. LUO, “PAM-SCFDE for optical wireless communications,” *Journal of Lightwave Technology*, t. 33, n° 14, p. 2938-2949, 2015.
- [3] S. D. DISSANAYAKE et J. ARMSTRONG, “Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD systems,” *Journal of lightwave technology*, t. 31, n° 7, p. 1063-1072, 2013.
- [4] A. W. AZIM, A. RULLIER, Y. LE GUENNEC, L. ROS et G. MAURY, “Energy Efficient M-ary Frequency-Shift Keying-Based Modulation Techniques for Visible Light Communication,” *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, t. 5, n° 4, p. 1244-1256, 2019.
- [5] A. AZIM, M. KHAN, O. DE WULF, Y. LE GUENNEC, G. MAURY et L. ROS, “Near-Optimal Low-Complexity Harmonic Receiver for Unipolar-FSK,” *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021.
- [6] M. J. KHAN, A. W. AZIM, Y. LE GUENNEC, G. MAURY et L. ROS, “Asymmetrically Clipped-FSK Modulation for Energy Efficient Visible Light Communications,” in *2021 IEEE 32nd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, IEEE, 2021, p. 458-464.