

# Modulation économe en énergie pour les Communications en Lumière Visible dans le cadre de l'Internet des Objets

Ali W. AZIM<sup>1</sup>, Antoine RULLIER<sup>1</sup>, Yannis LE GUENNEC<sup>1</sup>, Laurent ROS<sup>1</sup>, Ghislaine MAURY<sup>2</sup>

Université Grenoble Alpes, CNRS, Institute of Engineering,  
Grenoble INP, GIPSA-LAB<sup>1</sup>, IMEP-LAHC<sup>2</sup>, 38000 Grenoble, France

laurent.ros@gipsa-lab.grenoble-inp.fr

**Résumé** – Dans cet article, nous proposons 2 techniques de modulation économes en énergie pour la communication en lumière visible (VLC) dans le cadre de l'Internet des objets (IDO). Ces techniques modifient la modulation orthogonale à  $M$  sauts de fréquence de base,  $M$ -FSK, pour d'abord doubler l'efficacité spectrale (par extension bi-orthogonale), puis être compatible avec la modulation d'intensité à détection directe (IM-DD) réelle et positive. A cette fin, la technique proposée  $2M$ -biDC-FSK ajoute une composante continue (DC), alors que la technique  $2M$ -biU-FSK crée un signal unipolaire en séparant en 2 intervalles de temps les parties positive et négative (retournée). Leurs performances sont évaluées en termes de distance euclidienne minimale et de compromis entre efficacités énergétique et spectrale. Pour un taux d'erreur donné, les modulations proposées sont plus éco-énergétiques que les modulations linéaires à  $M$  états d'amplitude (PAM).

**Abstract** – In this article, we propose energy efficient modulation techniques for Internet-of-Things (IoT) based on visible light communication (VLC). The proposed schemes, i.e.,  $M$ -ary direct current (DC)-FSK and  $M$ -ary unipolar (U)-FSK; are the variants of  $M$ -ary frequency shift-keying (FSK) and are compatible with intensity-modulation and direct detection (IM-DD). We use biorthogonal extension of frequency waveforms to augment the spectral efficiency of these approaches which results in  $2M$ -ary biDC-FSK and  $2M$ -ary biU-FSK. The performance of these methods is evaluated in terms of the Euclidean distance and energy efficiency with respect to spectral efficiency. Simulations confirm that these techniques are more energy efficient than linear modulations, such as  $M$ -ary pulse-amplitude modulation (PAM) in an absolute sense.

## 1 Introduction

Les systèmes radiofréquence (RF) sont traditionnellement utilisés pour la connectivité sans fil. Toutefois, pour desservir la connectivité omniprésente de l'Internet des objets (IDO), il faut une ressource spectrale considérable, alors que le spectre est déjà saturé. La Communication en Lumière Visible (VLC) est explorée en tant que système complémentaire. Elle a de nombreux avantages : bande passante quasi illimitée, sans licence, faible coût, haute sécurité, et sans interférence électromagnétique. C'est aussi une communication verte à faible empreinte carbone, car simultanée à l'éclairage [1]. De plus, l'omniprésence des infrastructures d'éclairage à diodes électro-luminescentes rend la connectivité IDO via VLC peu coûteuse et non invasive.

Les protocoles de communication pour l'IDO doivent être éco-énergétiques impérativement. Malheureusement, de tels protocoles, compatibles avec VLC, sont limités. La mise en oeuvre de la technologie VLC se fait via une modulation d'intensité à détection directe (IM-DD), ce qui contraint le signal transmis à être à valeur réelle et non négative, contrairement aux applications RF. Les modulations linéaires classiques, telles que la modulation tout ou rien (OOK) et la modulation en amplitude (PAM), sont bien connues et faciles à mettre en oeuvre [2]. Les modulations à dictionnaires orthogonaux  $M$ -aire telles que les modulations de position (PPM) ou de fréquence (FSK, frequency-shift keying) sont des alternatives intéressantes, capables de travailler à plus faible énergie par bit, au détriment de l'efficacité spectrale,  $\eta$ . L'efficacité énergétique des modu-

lations orthogonales augmente en effet avec la taille de l'alphabet  $M$ , et peut se rapprocher de la limite ultime de la théorie de l'information, contrairement aux modulations linéaires. Cependant, la modulation PPM présente des inconvénients lorsque  $M$  augmente : un facteur de crête élevé et une forte sensibilité aux trajets multiples (impactant synchronisation et égalisation du récepteur) [3]. La modulation FSK ne souffre pas de ces problèmes, et a déjà été considérée (en version étendue) en RF pour le réseau longue portée faible puissance (LPWAN) [4]. Cet article combine  $M$ -FSK et VLC pour l'IDO. Classiquement, le signal de transmission en  $M$ -FSK est bipolaire, nous avons donc proposé des variantes à signaux réels et non négatifs compatibles IM-DD, et efficaces énergiquement.

Le reste de l'article est organisé comme suit. Le modèle est présenté en section 2, les approches proposées en section 3. La section 4 présente les performances obtenues par simulations numériques, tandis que la conclusion est dressée en section 5.

## 2 Préliminaires

### 2.1 Modulation FSK réelle et bi-orthogonale

La modulation conventionnelle  $M$ -FSK réelle est définie selon un dictionnaire,  $\mathcal{D}_\perp$  de  $M$  formes d'ondes orthogonales identifiées par un indice,  $\tilde{m} \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ . Le symbole pour la  $\tilde{m}$ ième fréquence,  $\tilde{s}_{\tilde{m}}$  est décrit par :

$$\tilde{s}_{\tilde{m}} = \mathbf{C}^T \mathbf{S}_{\tilde{m}}, \quad (1)$$

avec  $\mathbf{S}_{\tilde{m}} = [0, 0, \dots, 1, \dots, 0, 0]^T$ , où la  $\tilde{m}$ ème composante de  $\mathbf{S}_{\tilde{m}}$  est égale à 1 et détermine la fréquence activée,  $(\cdot)^T$  est l'opérateur transposition.  $\mathbf{C}$  est la matrice de la transformée en cosinus discrète dont le  $(n_1, n_2)$ ème élément est :

$$C_{n_1, n_2} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{M}} & n_1 = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{M}} \cos\left(\frac{\pi(2n_2+1)n_1}{2M}\right) & 1 \leq n_1 \leq M-1 \end{cases}, \quad (2)$$

où  $0 \leq n_2 \leq M-1$ . On considère une période d'échantillonnage de  $T_c$  et une durée symbole  $T_s = M_c T_c$ , où  $M_c$  est le nombre d'échantillons par symbole. Pour la modulation  $M$ -FSK,  $M_c = M$  et la durée symbole est  $T_s = \tilde{T}_s$  avec  $\tilde{T}_s = M T_c$ . La condition d'orthogonalité, en temps discret, pour n'importe quelle paire de symboles s'exprime par :

$$\langle \tilde{s}_i(n), \tilde{s}_j(n) \rangle = \sum_{n=0}^{M_c-1} \tilde{s}_i(n) \tilde{s}_j(n) = \begin{cases} 0 & \text{pour } i \neq j \\ 1 & \text{pour } i = j \end{cases}, \quad (3)$$

pour  $\{i, j\} \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ . Ici, la notation  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  représente le produit scalaire entre deux symboles. La version analogique  $\tilde{s}_{\tilde{m}}(t)$ , qui coïncide avec  $\tilde{s}_{\tilde{m}}(n)$  aux instants  $t = (n + 1/2) T_c$ , est telle que :

$$\tilde{s}_{\tilde{m}}(t) = \begin{cases} \frac{A}{\sqrt{2}} & \tilde{m} = 0 \\ A \cos(2\pi \tilde{m} \Delta f t) & 1 \leq \tilde{m} \leq M-1 \end{cases}, \quad (4)$$

où  $A \in \mathbb{R}^+$  est l'amplitude de la forme d'onde et  $\Delta f = 1/2\tilde{T}_s$  est l'écart de fréquence entre deux formes d'ondes consécutives.

Puisque  $\tilde{s}_{\tilde{m}}$  est bipolaire, il est nécessaire d'apporter des modifications au dictionnaire pour que celui-ci soit compatible avec les contraintes des systèmes IM-DD. Ces modifications seront présentées dans les sections suivantes.

En considérant (1) et (4), il est évident que le dictionnaire  $\mathcal{D}_{\perp}$  contenant  $M$  formes d'ondes orthogonales peut être facilement étendu au dictionnaire bi-orthogonal  $\mathcal{D}_b$  contenant  $2M$  formes d'ondes bi-orthogonales, simplement en incluant les formes d'ondes de signe opposé aux  $M$  formes d'ondes originales de  $\mathcal{D}_{\perp}$ . Ainsi, les formes d'ondes de  $\mathcal{D}_b$  pour  $M \leq m \leq 2M-1$  sont les versions négatives des formes d'ondes pour  $0 \leq m \leq M-1$ , i.e.,  $\mathcal{D}_b = \{\mathcal{D}_{\perp}; -\mathcal{D}_{\perp}\}$ . La modulation  $2M$ -biFSK associée à ce nouveau dictionnaire bi-orthogonal, accroît l'efficacité spectrale d'un facteur 2, tout en entraînant un surcoût de complexité faible. Pour la clarté des notations, les formes d'ondes de  $\mathcal{D}_b$  sont indicées  $m$ , où  $m \in \{0, 1, \dots, 2M-1\}$  et les formes d'ondes de  $\mathcal{D}_{\perp}$  sont indicées  $\tilde{m}$ . Par conséquent, (4) convient pour  $\tilde{s}_m(t)$  si  $0 \leq m \leq M-1$  et

$$\tilde{s}_m(t) = -\tilde{s}_{m-M}(t), \quad (5)$$

si  $M \leq m \leq 2M-1$ . Le carré de la distance euclidienne,  $\tilde{d}_{i,j}^2$ , entre n'importe quelle paire de formes d'ondes de  $\mathcal{D}_b$  est tel que :

$$\tilde{d}_{i,j}^2 = \|\tilde{s}_i(t) - \tilde{s}_j(t)\|^2 = \begin{cases} 2E_s^{\text{FSK}} & |j-i| \neq 0, M \\ 4E_s^{\text{FSK}} & |j-i| = M \end{cases}, \quad (6)$$

pour  $\{i, j\} \in \{0, 1, \dots, 2M-1\}$ , où  $E_s^{\text{FSK}} = A^2 \tilde{T}_s / 2$  est l'énergie électrique moyenne par symbole pour la modulation conventionnelle  $M$ -FSK. Le minimum du carré de la distance euclidienne entre deux symboles du dictionnaire,  $\mathcal{D}_b$  est  $d_{\min}^2 = \min_{i \neq j} \tilde{d}_{i,j}^2$  qui est égal à  $2E_s^{\text{FSK}}$ , comme pour le dictionnaire original,  $\mathcal{D}_{\perp}$  de la modulation  $M$ -FSK conventionnelle. Par la suite, on ne considèrera que des techniques de modulations optiques unipolaires dérivées du dictionnaire bi-orthogonal,  $\mathcal{D}_b$ .

## 2.2 Système Modèle

On considère le dictionnaire bi-orthogonal  $\mathcal{D}_b$  de cardinalité  $|\mathcal{D}_b| = 2M$ .  $s_m(t)$  est la  $m$ ème forme d'onde qui module l'intensité lumineuse de la LED. L'indice de la forme d'onde,  $m$ , est obtenu par conversion binaire/décimale de  $l = \log_2(|\mathcal{D}_b|)$  bits indépendants et équiprobables. Dans un souci de simplification, la version échantillonnée du symbole,  $s_m(n)$ , sera désignée *symbole*; et la forme vectorielle sera notée simplement  $\mathbf{s}_m$ . Chaque symbole est alors une séquence de  $T_s/T_c = M_c$  échantillons, et le débit binaire,  $R_b$  est  $\log_2(|\mathcal{D}_b|)/T_s$ .  $s_m(t)$  est transformée en une forme d'onde  $u_m(t)$  modulant l'intensité optique via  $u_m(t) = \varepsilon s_m(t)$ , où  $\varepsilon$  (Watt/Ampere) est le facteur de conversion électrique-optique de la LED, en supposant une réponse linéaire de celle-ci. Par ailleurs, on suppose une synchronisation parfaite entre le modulateur et le démodulateur. La forme d'onde photodétectée est  $r(t) = \kappa u_m(t) + w(t)$ , où  $\kappa$  (Ampere/Watt) est la responsivité de la photodiode (PD) et  $w(t)$  est un bruit additif blanc gaussien (BABG) incluant la détection du bruit optique ambiant ajouté au bruit électronique du photodétecteur. Sans perte de généralité, on considère  $\varepsilon = 1$  (Watt/Ampère) et  $\kappa = 1$  (Ampère/Watt), et par conséquent,  $g_m(t) = u_m(t) = s_m(t)$ . Vectoriellement, la forme d'onde reçue  $\mathbf{r}$  s'écrit alors :

$$\mathbf{r} = \mathbf{s}_m + \mathbf{w}, \quad (7)$$

où  $\mathbf{w}$  est la représentation vectorielle du BABG de densité spectrale de puissance (DSP) monolatérale  $N_0$ .

## 3 Approches proposées

Pour exploiter les propriétés énergétiques de la modulation réelle bi-orthogonale  $2M$ -biFSK pour les systèmes de communication optique sans-fil, on introduit des techniques de modulations, dérivées de cette dernière, respectant les contraintes des systèmes IM-DD : à savoir une modulation unipolaire (positive). Ainsi, une technique ajoutant une composante continue (DC) aux formes d'ondes réelles de la modulation  $2M$ -biFSK est proposée, le  $2M$ -biDC-FSK, puis une technique basée sur le retournement de la partie négative du symbole de la modulation bi-orthogonale  $2M$ -biFSK, le  $2M$ -biU-FSK est présentée pour améliorer l'efficacité énergétique de la modulation. Ces deux techniques sont décrites et leur performances sont évaluées dans les sections suivantes.

1. On utilise la notation,  $T_s$  pour spécifier la durée symbole pour les approches proposées. Dans la suite,  $\tilde{T}_s$  est défini comme étant la durée symbole pour la modulation conventionnelle  $M$  FSK, i.e.,  $\tilde{T}_s = M T_c$ .

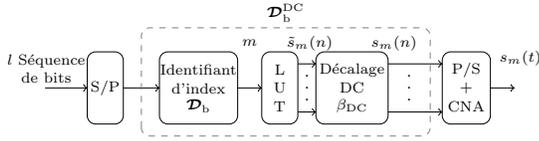


FIGURE 1 – Architecture du transmetteur pour le  $2M$ -biDC-FSK.

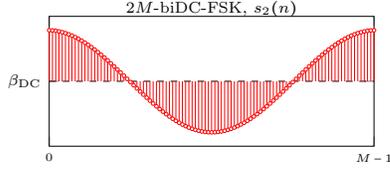


FIGURE 2 – Illustration de  $s_2(n)$  du dictionnaire  $2M$ -biDC-FSK.

### 3.1 $2M$ -biDC-FSK

On considère le transmetteur  $2M$ -biDC-FSK décrit sur la Fig. 1. Les symboles sont obtenus à partir d'une table de correspondance (ou look up table (LUT)). Pour l'ensemble des symboles transmis, une composante DC,  $\beta_{DC}$  est ajoutée à  $\tilde{s}_m(n)$  pour obtenir des symboles unipolaires positifs. Un nouveau dictionnaire  $\mathcal{D}_b^{DC}$  est généré tel que  $\mathcal{D}_b^{DC} = \beta_{DC} + \mathcal{D}_b$  où le nombre d'échantillons  $M_c$  est égal à  $M$ . La représentation, en temps discret, du symbole  $s_2(n)$  du dictionnaire  $2M$ -biDC-FSK est visible sur la Fig. 2.  $\tilde{s}_m(t)$  est obtenu en envoyant les échantillons  $s_m(n)$  en entrée d'un convertisseur numérique-analogique (CNA) aux instants  $t = (n + 1/2)T_c$ . La  $m$ ème forme d'onde est définie par  $s_m(t) = \tilde{s}_m(t) + \beta_{DC}$ , où  $t \in [0, T_s]$ . Pour le  $2M$ -biDC-FSK,  $T_s = \tilde{T}_s$  et l'énergie électrique moyenne par symbole est  $E_{s(\text{elec})}^{DC} = 1/2M \sum_{m=0}^{2M-1} \|s_m(t)\|^2 = \tilde{T}_s (A^2/2 + \beta_{DC}^2)$ . L'ajout de la composante DC engendre une perte d'orthogonalité entre les symboles du dictionnaire  $\mathcal{D}_b^{DC}$ . Le choix de la valeur minimum,  $\beta_{DC} = A$ , permettant d'atteindre la non-négativité, entraîne une augmentation de l'énergie du symbole  $E_{s(\text{elec})}^{DC}$  atteignant  $3E_s^{\text{FSK}}$ . Par conséquent, le carré de la distance euclidienne entre deux symboles différents pour le  $2M$  biDC-FSK devient :

$$\tilde{d}_{i,j}^2 = \begin{cases} 2E_{s(\text{elec})}^{DC} \times \frac{1}{3} & |j - i| \neq 0, M \\ 4E_{s(\text{elec})}^{DC} \times \frac{1}{3} & |j - i| = M \end{cases}, \quad (8)$$

pour  $\{i, j\} \in \{0, 1, \dots, 2M - 1\}$ . Le minimum du carré de la distance euclidienne entre deux symboles différents est défini par  $\min_{i \neq j} \tilde{d}_{i,j}^2$ , i.e.,  $2E_{s(\text{elec})}^{DC} \times 1/3$ . L'efficacité spectrale de la modulation  $2M$ -biDC-FSK est  $\eta = 2 \log_2(2M)/M$ .

La structure du récepteur pour le  $2M$ -biDC-FSK est illustrée sur la Fig. 3. En réception,  $r(n)$  pour  $n = 0, 1, \dots, M - 1$  est obtenu à partir de la conversion analogique-numérique de  $r(t)$ . Le récepteur optimal à maximum de vraisemblance est le récepteur identifiant le symbole à partir de l'évaluation de la distance entre  $r$  et les symboles  $s_m$  :

$$\hat{m} = \arg \min_m \|r - s_m\|^2. \quad (9)$$

Une manière pratique d'implémenter le détecteur optimal

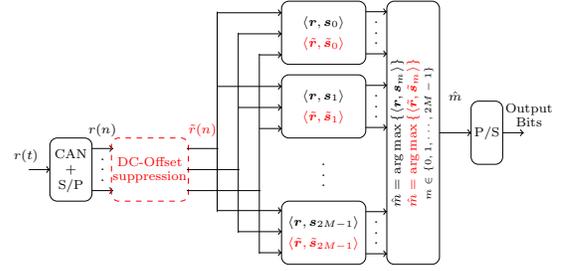


FIGURE 3 – Architecture des récepteurs pour le  $2M$ -biDC-FSK et le  $2M$ -biU-FSK. Les opérations notées en rouge correspondent aux fonctions dédiées au récepteur optimal  $2M$ -biDC-FSK, les opérations en noir étant dédiées au récepteur optimal  $2M$ -biU-FSK ou aux fonctions communes.

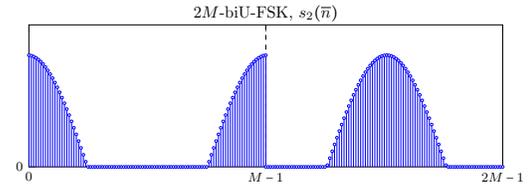


FIGURE 4 – Illustration du symbole  $s_2(\bar{n})$  pour le  $2M$ -biU-FSK.

est d'estimer puis d'éliminer la composante DC des symboles reçus pour obtenir  $\tilde{r} = r - \beta_{DC}$ . Les symboles  $\tilde{r}$  obtenus sont alors indépendants, de même énergie (et sans-mémoire), et ainsi (9) peut être implémentée en déterminant  $\tilde{s}_m$  dans  $\mathcal{D}_b$  qui permet d'obtenir la plus grande valeur d'inter-corrélation avec  $\tilde{r}$ , i.e.,

$$\hat{m} = \arg \max_m \{\langle \tilde{r}, \tilde{s}_m \rangle\}. \quad (10)$$

### 3.2 $2M$ -biU-FSK

Une approche alternative, le  $2M$  biU-FSK, permet de ne pas ajouter de composante DC synonyme de perte d'efficacité énergétique. L'idée proposée est de transmettre successivement les échantillons positifs du symbole, les échantillons négatifs étant forcés à zéro, puis de transmettre l'opposé des échantillons négatifs du symbole, les échantillons positifs du symbole initial étant alors forcés à zéro. En effectuant ce processus, la durée du symbole devient  $T_s = 2\tilde{T}_s$  et le nombre d'échantillons est doublé, i.e.,  $M_c = 2M$ .

On considère le transmetteur  $2M$  biU-FSK illustré sur la Fig. 5. Le symbole correspondant à l'indice  $m$ ,  $s_m(n)$  est généré à partir d'une table de correspondance contenant le dictionnaire  $\mathcal{D}_b$ . Le dictionnaire pour le  $2M$  biU-FSK,  $\mathcal{D}_b^U$ , est obtenu grâce à un séparateur de polarité suivi d'un séquenceur. A titre d'exemple, la Fig. 4 décrit le symbole  $s_2(\bar{n})$  avec  $\bar{n} = 0, 1, \dots, 2M - 1$  issu de  $\mathcal{D}_b^U$ . Après conversion numérique-analogique de  $s_m(\bar{n})$  et en considérant  $t = (\bar{n} + 1/2)T_c$ , les symboles analogiques  $s_m(t)$  peuvent s'exprimer par :

$$s_m(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} (\tilde{s}_m(t) + |\tilde{s}_m(t)|) & [0, \tilde{T}_s] \\ \frac{1}{2} (\tilde{s}_m(t - \tilde{T}_s) - |\tilde{s}_m(t - \tilde{T}_s)|) & [\tilde{T}_s, 2\tilde{T}_s] \end{cases}, \quad (11)$$

qui est ensuite transmis via une LED.

Pour la  $2M$ -biU-FSK, toutes les formes d'onde ont la même énergie symbole, qui correspond également à celle de la forme

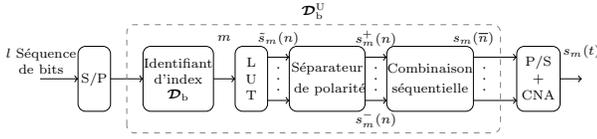


FIGURE 5 – Configuration de l'émetteur pour  $2M$ -biU-FSK.

d'onde FSK d'origine, c'est-à-dire,  $E_{s(\text{elec})}^U = A^2/2\tilde{T}_s = E_s^{\text{FSK}}$ . De plus, le carré de la distance euclidienne minimale du dictionnaire  $2M$ -biU-FSK est calculé comme suit :

$$\begin{aligned} d_{\min,U}^2 &= \min_{i \neq j} \|s_i(t) - s_j(t)\|^2 \\ &= \min_{i \neq j} \{2E_s^{\text{FSK}} - 2\langle s_i(t), s_j(t) \rangle\} \end{aligned} \quad (12)$$

La transformation de la  $M$ -FSK bipolaire conventionnelle en  $2M$ -biU-FSK entraîne une perte d'orthogonalité entre les symboles  $s_i(t)$  et  $s_j(t)$  du dictionnaire  $\mathcal{D}_b^U$ . De plus, le produit scalaire  $\langle s_i(t), s_j(t) \rangle$  n'est pas le même pour toutes les paires. Cependant, il est possible d'en déterminer une limite supérieure, et de déduire à partir de (12) une limite inférieure pour la distance au carré euclidienne minimale selon :

$$d_{\min,U,\text{lb}}^2 = A^2\tilde{T}_s - \frac{\sqrt{2}A^2\tilde{T}_s}{\pi} = 2E_{s(\text{elec})}^U \times \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{\pi}\right). \quad (13)$$

Les simulations révèlent que la distance entre deux formes d'onde ne dépasse pas plus de 4, 65% de la limite inférieure,  $d_{\min,U,\text{lb}}$ . Cette borne est donc précise. En négligeant les harmoniques, l'efficacité spectrale du  $2M$ -biU-FSK est  $\eta = \log_2(2M)/M$ .

La structure du récepteur de  $2M$ -biU-FSK est identique à celle représentée dans la Fig. 3. Toutefois, le dictionnaire doit être remplacé par  $\mathcal{D}_b^U$  où chaque symbole est constitué de  $2M$  échantillons au lieu de  $M$ . Comme nous avons des formes d'onde d'égale énergie, le récepteur à maximum de vraisemblance identifie l'indice de la forme d'onde transmise par corrélation croisée entre  $\mathbf{r}$  et  $\mathbf{s}_m \in \mathcal{D}_b^U$  :

$$\hat{m} = \arg \max_m \{\langle \mathbf{r}, \mathbf{s}_m \rangle\}. \quad (14)$$

## 4 Résultats de simulation

La puissance électrique utile est  $P_{(\text{elec})} = 1/T_s \int_0^{T_s} s_m(t)^2 dt$ , et  $E_{b(\text{elec})}/N_0 = P_{(\text{elec})}/\eta BN_0$  est le rapport signal-à-bruit (RSB) par bit électrique,  $B$  est la largeur de bande. Pour les systèmes VLC, l'efficacité énergétique est plutôt quantifiée par la puissance optique  $P_{(\text{opt})} = 1/T_s \int_0^{T_s} s_m(t) dt$  et le RSB par bit optique  $E_{b(\text{opt})}/N_0 = P_{(\text{opt})}/\eta BN_0$ .

Les figure 6 positionne  $E_{b(\text{elec})}/N_0$  et  $E_{b(\text{opt})}/N_0$  par rapport à  $\eta$  pour atteindre un Taux d'Erreur Binaire (TEB) de  $10^{-3}$ . Nous donnons en référence la limite de Shannon (celle calculée sans contrainte de non-négativité) en  $E_{b(\text{elec})}/N_0$  pour un  $\eta$  donné. Le système  $2M$ -biU-FSK est meilleur que le  $2M$ -biDC-FSK en termes de  $E_{b(\text{elec})}/N_0$  et  $E_{b(\text{opt})}/N_0$  requis sur une large plage de taille d'alphabet, car il ne nécessite pas l'ajout d'une composante continue pour atteindre non-négativité des signaux. Dans les deux cas, la performance se rapproche de la limite de Shannon pour  $M$  extrêmement grand. La figure

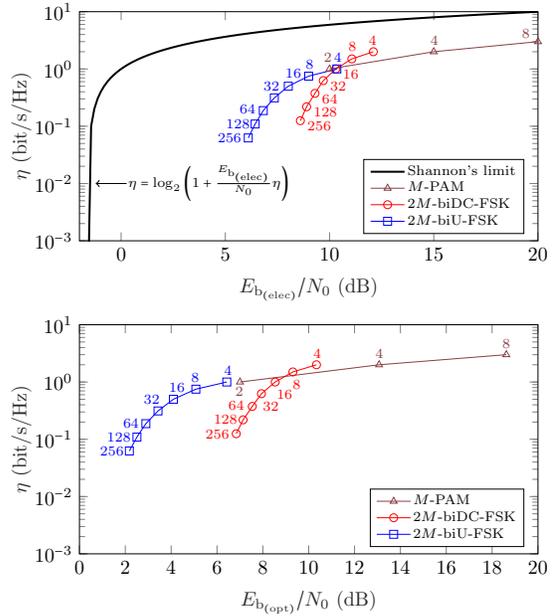


FIGURE 6 – Évolution de  $E_{b(\text{elec})}/N_0$  et  $E_{b(\text{opt})}/N_0$  à  $\eta$  donné pour un TEB de  $10^{-3}$  ( $2M$  pour les approches proposées et  $M$  pour PPM et PAM).

6 confirme que les rapports  $E_{b(\text{elec})}/N_0$  et  $E_{b(\text{opt})}/N_0$  requis augmentent avec  $M$  pour les modulations PAM linéaires.

## 5 Conclusion

Nous avons proposé deux variantes à la modulation  $M$ -FSK pour les communications VLC de l'IDO. Contrairement aux techniques  $M$ -PPM, elles ne subissent pas de fortes variations d'enveloppe lorsque  $M$  augmente. De plus, elles sont économes en énergies électrique et optique, en comparaison aux modulations linéaires d'amplitudes classiques  $M$ -PAM. Par exemple, la modulation 256-biU-FSK permet d'économiser plus de 4 dB par rapport à la plus efficace modulation PAM (i.e. 2-PAM) en relâchant l'efficacité spectrale d'un facteur supérieur à 10. Comme perspectives, il faudrait mener les comparaisons en présence de codage canal, considérer le canal VLC et déterminer la capacité de Shannon spécifique aux signaux positifs.

## Références

- [1] D. Karunatilaka, F. Zafar, V. Kalavally, and R. Parthiban. *LED based indoor visible light communications : State of the art*. IEEE Commun. Surv. Tut., 2015.
- [2] M. S. Islim and H. Haas. *Modulation techniques for Li-Fi*. ZTE communications, 2016.
- [3] S. He, G. Ren, Z. Zhong, and Y. Zhao. *M-ary variable period modulation for indoor visible light communication system*. IEEE communications letters, 2013.
- [4] Y. Roth, J.-B. Dore, L. Ros, and V. Berg. *Turbo-FSK, a physical layer for low-power wide-area networks : Analysis and optimization*. Comptes Rendus Physique, 2017.