

Modulations unipolaires issues de modulations de fréquence : extension à deux tons, analyse fréquentielle et récepteur à faible complexité

Clara CHATEIGNER Laurent ROS Yannis LE GUENNEC Cyrille SICLET

Grenoble Images Parole Signal Automatique, 11 rue des Mathématiques, BP 46, 38402 Saint-Martin-d'Hères, France

Résumé – La détection d'enveloppe est utilisée dans les communications en lumière visible et dans certains récepteurs radio-fréquence, pour des applications à faible consommation. Ce cadre exige que les modulations soient unipolaires, i.e. réelles et positives. Dans notre travail, l'objectif est de maximiser l'efficacité énergétique pour une efficacité spectrale inférieure à 1 bit/s/Hz, compatible avec des applications bas débit. Inspiré par les modulations de fréquence et phase mono-ton à écrêtage asymétrique, ce travail propose un cadre général pour une extension à deux tons. Nous construisons une approximation polynomiale de la partie non-linéaire du modèle, ce qui permet une analyse fine des formes d'ondes en fréquence et la proposition d'un récepteur quasi-optimal à faible complexité. Les simulations de performance montrent que le schéma émission réception proposé surpasse les approches mono-ton de la littérature en termes d'efficacité énergétique à efficacité spectrale donnée.

Abstract – Envelope detection is used in visible light communications and in some radio-frequency receivers for low power applications. This framework requires modulations to be unipolar, i.e. real and positive. The aim of this work is to maximise the energy efficiency for a spectral efficiency of less than 1 bit/s/Hz, compatible with low data rate applications. Inspired by single-tone asymmetrically clipped frequency and phase modulations, this work proposes a general framework for a dual-tone extension. We construct a polynomial approximation of the non-linear part of the model, which permits a fine analysis of the frequency waveforms and the proposal of a quasi-optimal receiver with low complexity. Performance simulations show that the proposed transmitter receiver scheme outperforms single-tone approaches from the literature in terms of energy efficiency and spectral efficiency.

1 Introduction

Un grand nombre de systèmes de communication requiert des signaux de modulation réels et positifs. Ces modulations dites unipolaires sont utilisées dans les systèmes optiques à modulation d'intensité et détection directe (IM/DD) par fibre [9] ou en espace libre [4], mais aussi pour la détection d'enveloppe dans le cadre des communications radiofréquences [11]. Les formes d'ondes sont construites à partir de modulations linéaires ou à dictionnaire orthogonal [3], avec parfois un processus additionnel pour satisfaire la contrainte d'unipolarité, au risque de rompre la linéarité ou l'orthogonalité. Les modulations unipolaires issues d'un alphabet linéaire, comme l'*on-off-keying* (OOK), les modulations d'impulsions en amplitude (PAM) ou issues d'un multiplex de modulations linéaires comme l'*asymmetrically clipped optical orthogonal frequency-division multiplexing* (ACO-OFDM) [1] ne peuvent atteindre une grande efficacité énergétique [7]. À l'inverse, l'efficacité énergétique des modulations issues d'un dictionnaire orthogonal (modulation d'impulsion en position (PPM) ou construites à partir des modulations de fréquence (FSK)) augmente avec la taille du dictionnaire [7, 3]. Plusieurs modulations unipolaires construites à partir d'un dictionnaire FSK ont été étudiées dans la littérature [10, 8, 3]. Parmi elles, l'*asymmetrically clipped frequency and phase shift keying* (AC-FPSK) [6], renommée AC-FSK-PSK dans [5] présente le meilleur compromis entre efficacité énergétique et efficacité spectrale. Une sinusoïde est modulée en fréquence et en phase. Les échantillons négatifs sont ensuite forcés à zéro, le signal est dit *clippé*. Seules les fréquences d'indice impair sont utilisées afin de limiter la perte d'orthogonalité induite par le *clip*. Pour améliorer le compromis entre efficacité spectrale et efficacité énergé-

tique via l'ajout de degrés de liberté, une version à deux tons peut être envisagée : il est possible d'envoyer la somme de deux sinusoïdes, chacune modulée en fréquence et en phase. Cette somme est clippée pour satisfaire la contrainte d'unipolarité. [2] propose une version appelée *in-phase and quadrature frequency-shift keying* (IQ-FSK) qui utilise en quadrature deux tons d'indices impairs, avec un récepteur sous-optimal à faible complexité mais loin des performances du récepteur à maximum de vraisemblance (ML).

Dans ce contexte, notre travail fournit des outils d'analyse des modulations unipolaires à deux tons, avec modulation de phase et d'amplitude, nommées *asymmetrically clipped dual-tone frequency shift keying* (AC-DT-FSK). Les contributions de cet article peuvent être résumées comme suit :

1. Définition générale des formes d'ondes pour un scénario à deux tons et modèle à temps discret (section 2).
2. Proposition d'une analyse fréquentielle théorique des formes d'ondes, grâce à une approximation polynomiale de la fonction Clip. La prévalence de certains coefficients en fréquence permet de proposer un nouveau récepteur qui prend en compte l'intermodulation entre les sinusoïdes et approche les performances du récepteur ML avec une complexité réduite (section 3).
3. Application (section 4) à la version IQ-FSK [2]. Le schéma complet IQ-FSK avec récepteur à intermodulation (IM) proposé est plus performant que l'AC-FSK-PSK mono-ton et que les autres références de la littérature (OOK, PAM unipolaire, ACO-OFDM), en termes d'efficacité énergétique pour une efficacité spectrale donnée ($\leq 1\text{bit/s/Hz}$), compatible avec les applications à faible puissance et à faible débit de données.

2 Modulations AC-DT-FSK

2.1 Formes d'ondes analogiques

Les formes d'ondes considérées ici sont une extension des modulations AC hybrid FSK, définies par [5]. Un symbole est construit comme somme de deux formes d'ondes, issues d'un dictionnaire $2M_{\perp}$ -FSK, chacune modulée en phase et en amplitude. La somme est ensuite *clippée* pour forcer à zéro les échantillons négatifs. La grille de fréquences initiale des modulations $2M_{\perp}$ -FSK a un pas fréquentiel $\Delta f = \frac{1}{T_s}$. Les formes d'ondes ont respectivement pour fréquence $m_1 \Delta f$ et $m_2 \Delta f$, où m_1 et m_2 sont des entiers pouvant chacun prendre $M_{\perp}$ valeurs différentes et appartenant, selon le cas étudié, à $\{1, 3, \dots, 2M_{\perp} - 1\}$ ou $\{2, 4, \dots, 2M_{\perp}\}$. La modulation en phase et en amplitude est réalisée par deux nombres complexes $A_{i_1} e^{j\phi_{i_1}}$ et $B_{i_2} e^{j\psi_{i_2}}$ pris chacun dans un alphabet de taille M_L , avec $A_{i_1} \geq 0$, $B_{i_2} \geq 0$, et $\phi_{i_1}, \psi_{i_2} \in \mathbb{R}$. i_1 et i_2 sont dans $\{0, 1, \dots, M_L - 1\}$. On définit deux vecteurs $\mathbf{m} = \begin{pmatrix} m_1 \\ m_2 \end{pmatrix}$ et $\mathbf{i} = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$. Les formes d'ondes s'écrivent :

$$g_{\mathbf{m}, \mathbf{i}}(t) = \text{Clip}\{A_{i_1} \cos(2\pi m_1 \Delta f t + \phi_{i_1}) + B_{i_2} \cos(2\pi m_2 \Delta f t + \psi_{i_2})\} \cdot \Pi_{[0; T_s]}(t). \quad (1)$$

La fonction Clip est la fonction rampe, définie par $\text{Clip}(x) = x$ si $x \geq 0$ et $\text{Clip}(x) = 0$ sinon. $\Pi_{[0; T_s]}$ est la fonction porte, égale à 1 sur l'intervalle $[0; T_s[$ et nulle ailleurs. Le dictionnaire est de taille $M_{\perp}^2 M_L^2$. Ce cadre général n'assure pas de pouvoir retrouver l'information pour n'importe quel choix de fréquences et de symboles élémentaires. Le schéma présenté en section 4 impose aux deux sinusoïdes d'être en quadrature et d'indices impairs. L'efficacité spectrale $\eta = \frac{R_b}{B}$, exprimée en bits/s/Hz, avec $R_b = \frac{2 \log_2(M_{\perp} M_L)}{T_s}$ le débit binaire (bits/s) et $B = 2M_{\perp} \Delta f = \frac{2M_{\perp}}{T_s}$ la largeur de bande monolatérale du signal envoyé (en négligeant les harmoniques hors-bande) s'exprime par :

$$\eta = \frac{\log_2(M_{\perp} M_L)}{M_{\perp}}. \quad (2)$$

2.2 Modèle à temps discret

Les performances sont évaluées via un modèle discret du canal de communication. Les symboles à temps discret sont obtenus par transformée de Fourier discrète inverse (IDFT) de taille $N = 4M_{\perp}$, qui prend en entrée un vecteur dans le domaine fréquentiel $\mathbf{X}_{\mathbf{m}, \mathbf{i}}$, à symétrie hermitienne :

$$\mathbf{X}_{\mathbf{m}, \mathbf{i}} = \mathbf{X}_{\mathbf{m}_1, i_1}^1 + \mathbf{X}_{\mathbf{m}_2, i_2}^2 \quad \text{avec :} \quad (3)$$

$$\mathbf{X}_{\mathbf{m}_1, i_1}^1 = \frac{N}{2} \cdot (0, \dots, 0, \underbrace{A_{i_1} e^{j\phi_{i_1}}}_{X_{m_1, i_1}(m_1)}, 0, \dots, 0, \underbrace{A_{i_1} e^{-j\phi_{i_1}}}_{X_{m_1, i_1}(N-m_1)}, 0, \dots, 0)^T \quad (4)$$

$$\mathbf{X}_{\mathbf{m}_2, i_2}^2 = \frac{N}{2} \cdot (0, \dots, 0, \underbrace{B_{i_2} e^{j\psi_{i_2}}}_{X_{m_2, i_2}(m_2)}, 0, \dots, 0, \underbrace{B_{i_2} e^{-j\psi_{i_2}}}_{X_{m_2, i_2}(N-m_2)}, 0, \dots, 0)^T. \quad (5)$$

La figure 1 décrit le modèle de transmission. Une séquence de n bits, avec $n = \log_2(M_{\perp}^2 M_L^2)$ définit les indices fréquentiels m_1 et m_2 , les amplitudes A_{i_1} et B_{i_2} et les phases ϕ_{i_1} et ψ_{i_2} pour générer $\mathbf{X}_{\mathbf{m}, \mathbf{i}}$. Le passage dans le domaine temporel est réalisé par transformée de Fourier discrète inverse :

$$\mathbf{x}_{\mathbf{m}, \mathbf{i}} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{X}_{\mathbf{m}, \mathbf{i}} \quad (6)$$

avec $\mathbf{F} = \left(e^{-\frac{2\pi j k l}{N}} \right)_{k, l \in \llbracket 0; N-1 \rrbracket}$ la matrice de transformée de

Fourier. $\mathbf{x}_{\mathbf{m}, \mathbf{i}}$ est réel car $\mathbf{X}_{\mathbf{m}, \mathbf{i}}$ est à symétrie hermitienne.

Le vecteur ainsi obtenu est clippé pour générer un symbole. Le signal est envoyé dans un canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG) dont la densité spectrale de puissance (DSP) bilatérale vaut $N_0/2$. Le signal reçu y est traité en réception pour retrouver les fréquences, amplitudes et phases et la séquence de n bits.

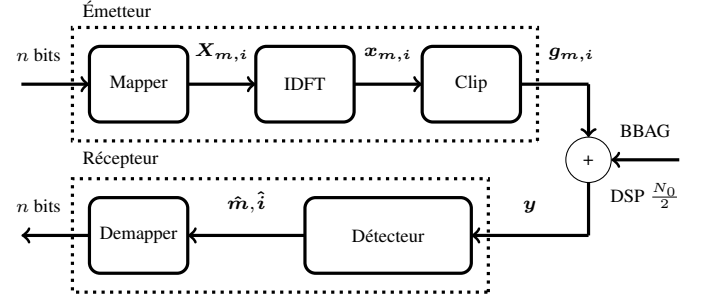


FIGURE 1 : Émission, modèle du canal et réception.

3 Analyse dans le domaine fréquentiel

3.1 Modèle polynomial de la fonction Clip

Une approximation polynomiale d'ordre N_p de la fonction Clip, sur un intervalle $[-A; A]$, $A > 0$, s'écrit, pour $x \in [-A; A]$:

$$\text{Clip}(x) \approx \text{Clip}_{N_p}(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots + a_{N_p} x^{N_p} \quad (7)$$

Les coefficients $(a_n)_n \in \mathbb{R}^{N_p+1}$ sont obtenus par minimisation de l'erreur quadratique moyenne et dépendent de A et de N_p .

3.2 Expression d'un symbole en fréquence

Pour simplifier la présentation des calculs, seules des modulations de phases sont considérées, c'est-à-dire $A_{i_1} = 1$ et $B_{i_2} = 1$. Dans ce cadre, l'approximation de la fonction Clip est nécessaire sur l'intervalle $[-2; 2]$, on pose ainsi $A = 2$. Posons $f_{\mathbf{m}, \mathbf{i}}$ telle que $g_{\mathbf{m}, \mathbf{i}}(t) = f_{\mathbf{m}, \mathbf{i}}(t) \cdot \Pi_{[0; T_s]}(t)$, c'est-à-dire :

$$f_{\mathbf{m}, \mathbf{i}}(t) = \text{Clip}\{\cos(2\pi m_1 \Delta f t + \phi_{i_1}) + \cos(2\pi m_2 \Delta f t + \psi_{i_2})\}. \quad (8)$$

En utilisant l'approximation précédente et en linéarisant à l'aide de la formule de De Moivre, il vient :

$$f_{\mathbf{m}, \mathbf{i}}(t) \approx \sum_{\substack{\lambda, \mu \in \mathbb{Z} \\ |\lambda| + |\mu| \leq N_p}} C_{\lambda, \mu} \cos(2\pi(\lambda m_1 + \mu m_2) \Delta f t + \lambda \phi_{i_1} + \mu \psi_{i_2}), \quad (9)$$

et la transformée de Fourier de $g_{\mathbf{m}, \mathbf{i}}$ défini en (1) s'écrit :

$$G_{\mathbf{m}, \mathbf{i}}(\nu) \approx \sum_{\substack{\lambda, \mu \in \mathbb{Z} \\ |\lambda| + |\mu| \leq N_p}} [C_{\lambda, \mu} T_s e^{j(\lambda \phi_{i_1} + \mu \psi_{i_2})} e^{-j\pi(\nu T_s - (\lambda m_1 + \mu m_2))} \times \text{sinc}(\nu T_s - (\lambda m_1 + \mu m_2))] \quad (10)$$

où $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / (\pi x)$. Les coefficients $C_{\lambda, \mu}$ dépendent des a_n . Pour tous $\lambda, \mu \in \mathbb{Z}$, $C_{\lambda, \mu} = C_{-\lambda, \mu} = C_{\lambda, -\mu} = C_{-\lambda, -\mu}$ (propriété utilisée dans le calcul de (10)), et, hormis pour $C_{\pm 1, 0}$ et $C_{0, \pm 1}$, $C_{\lambda, \mu}$ est nul si $\lambda + \mu$ est impair. Le calcul de ces coefficients montre que presque toute l'énergie du signal est contenue dans la composante continue (DC), les fondamentales des deux sinusoïdes (F), les harmoniques d'ordre 2 (H) et l'intermodulation d'ordre 2 (IM). On note $\Gamma_{DC} = C_{0, 0} \approx 0.405$, $\Gamma_F = C_{1, 0} = 0.25$, $\Gamma_H = C_{2, 0} \approx 0.045$ et $\Gamma_{IM} = C_{1, 1} \approx 0.135$. Les valeurs numériques sont obtenues à 10^{-3} près après convergence pour $N_p \rightarrow +\infty$. La transformée de Fourier discrète (TFD)

de $g_{m,i}[k]$, $\mathbf{G}_{m,i} = [G_{m,i}[0], \dots, G_{m,i}[N-1]]^T$, est obtenue à partir de (10). La $l^{\text{ème}}$ composante $G_{m,i}[l]$ vaut :

$$G_{m,i}[l] = \frac{N}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} G_{m,i} \left(\frac{l-kN}{T_s} \right). \quad (11)$$

En négligeant le repliement de spectre et en ne conservant que les composantes DC, F, H et IM, $G_{m,i}[l]$ défini en (11) peut être approché par $\tilde{G}_{m,i}[l]$ donné par (12) et dont les termes de la somme sont écrits dans la Table 1.

$$\tilde{G}_{m,i}[l] = N \sum_{k=-1}^1 \sum_{\substack{\lambda, \mu \in \mathbb{Z} \\ |\lambda| + |\mu| \leq 2 \\ \lambda m_1 + \mu m_2 = l - kN}} C_{\lambda, \mu} e^{j(\lambda \phi_{i_1} + \mu \psi_{i_2})}. \quad (12)$$

TABLE 1 : Valeurs de $C_{\lambda, \mu} e^{j(\lambda \phi_{i_1} + \mu \psi_{i_2})}$.

(λ, μ)	$\lambda m_1 + \mu m_2$	$C_{\lambda, \mu} e^{j(\lambda \phi_{i_1} + \mu \psi_{i_2})}$
(0,0)	0	Γ_{DC}
(1,0)	m_1	$\Gamma_F e^{j\phi_{i_1}}$
(0,1)	m_2	$\Gamma_F e^{j\psi_{i_2}}$
(2,0)	$2m_1$	$\Gamma_H e^{j2\phi_{i_1}}$
(0,2)	$2m_2$	$\Gamma_H e^{j2\psi_{i_2}}$
(1,1)	$m_1 + m_2$	$\Gamma_{IM} e^{j(\phi_{i_1} + \psi_{i_2})}$
(1,-1)	$m_1 - m_2$	$\Gamma_{IM} e^{j(\phi_{i_1} - \psi_{i_2})}$
(-1,0)	$-m_1$	$\Gamma_F e^{-j\phi_{i_1}}$
(0,-1)	$-m_2$	$\Gamma_F e^{-j\psi_{i_2}}$
(-2,0)	$-2m_1$	$\Gamma_H e^{-j2\phi_{i_1}}$
(0,-2)	$-2m_2$	$\Gamma_H e^{-j2\psi_{i_2}}$
(-1,-1)	$-(m_1 + m_2)$	$\Gamma_{IM} e^{-j(\phi_{i_1} + \psi_{i_2})}$
(-1,1)	$m_2 - m_1$	$\Gamma_{IM} e^{-j(\phi_{i_1} - \psi_{i_2})}$

3.3 Récepteur IM (à Inter-Modulation)

Le récepteur proposé est une approximation à complexité réduite du récepteur optimum à maximum de vraisemblance (ML). Il exploite la parcimonie fréquentielle des formes d'ondes pour simplifier le calcul (approché) des intercorrélations entre observation et formes d'ondes candidates. Ainsi, la TFD de taille N du signal reçu y est d'abord calculée par :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F} \mathbf{y}, \quad (13)$$

où $\mathbf{F}$ est la matrice de TFD de taille N et $\mathbf{Y} = [Y[0], \dots, Y[N-1]]^T$. Les estimations des indices correspondant au symbole envoyé, $\hat{i}$ et $\hat{m}$, sont identifiées en recherchant l'intercorrélacion (moins un terme d'énergie) maximale dans le domaine fréquentiel :

$$\hat{m}, \hat{i} = \arg \max_{m,i} \langle \mathbf{Y}, \tilde{\mathbf{G}}_{m,i} \rangle - \frac{1}{2} \|\tilde{\mathbf{G}}_{m,i}\|^2 \quad (14)$$

avec $\langle \mathbf{X}, \mathbf{Y} \rangle = \Re(\mathbf{X}^T \mathbf{Y}^*)$ et $\|\mathbf{X}\| = \sqrt{\langle \mathbf{X}, \mathbf{X} \rangle}$.

$\tilde{\mathbf{G}}_{m,i}$ sont les formes d'ondes simplifiées, définies par (12), où seul un nombre limité de composantes prédominantes sont conservées, les autres étant forcées à zéro. Ainsi, ce récepteur tient compte seulement de la composante continue, des fondamentales, des harmoniques d'ordre 2 et de l'intermodulation (IM) entre les deux sinusoïdes qui composent le symbole, d'où son nom de récepteur IM. Le récepteur IM étend le principe du récepteur harmonique [6, 5] proposé dans le cas mono-ton pour la modulation AC-FSK-PSK. L'extension consiste à considérer

la nouvelle composante IM, qui s'avère prépondérante par rapport aux harmoniques d'ordre 2 de chaque ton. Ces dernières pourraient même être omises dans $\tilde{\mathbf{G}}_{m,i}$ avec une légère réduction de complexité et de performance. Cela est testé dans les simulations, pour lesquelles on distingue le récepteur IM (sans H), qui ne prend en compte que la composante continue, les fondamentales et l'intermodulation d'ordre 2, et le récepteur IM (avec H), qui tient aussi compte des harmoniques d'ordre 2. En cas de modulation de phase uniquement, la composante continue peut être omise car non discriminante.

Dans le cas spécifique détaillé plus loin où les deux porteuses sont d'indice impair et déphasées de $\pm\pi/2$, [2] propose un récepteur simplifié mais très sous-optimal, car il n'exploite que les composantes fondamentales pour estimer de manière disjointe l'information placée sur chaque porteuse. Les complexités sont résumées table 2.

TABLE 2 : Complexité des différents récepteurs, mesurée en nombre de multiplications réelles non nulles.

Récepteur	Complexité	$M_{\perp} \rightarrow +\infty$
ML	$4M_{\perp}^3 M_L^2$	$\mathcal{O}(M_{\perp}^3)$
IM (avec H)	$8M_{\perp} \log_2(4M_{\perp}) + 14M_{\perp}^2 M_L^2$	$\mathcal{O}(M_{\perp}^2)$
IM (sans H)	$8M_{\perp} \log_2(4M_{\perp}) + 10M_{\perp}^2 M_L^2$	$\mathcal{O}(M_{\perp}^2)$
sous-optimal [2]	$8M_{\perp} \log_2(4M_{\perp})$	$\mathcal{O}(M_{\perp} \log_2(M_{\perp}))$

4 Cas d'étude

4.1 Description du scénario

Les simulations sont menées dans le cas présenté par [2]. Les fréquences des deux sinusoïdes sont d'indices impairs, c'est-à-dire $m_1, m_2 \in \{1, 3, \dots, 2M_{\perp} - 1\}$. Les symboles élémentaires qui modulent la phase à amplitude constante sont issus pour chaque porteuse d'un alphabet de taille $M_L = 2$, avec, comme illustré figure 2, $A_{i_1} e^{j\phi_{i_1}} \in \{-j; j\}$ et $B_{i_2} e^{j\psi_{i_2}} \in \{-1; 1\}$. Les deux constellations sont déphasées de $\pi/2$ afin d'assurer l'orthogonalité, avant *clip*, entre les deux tons qui composent un symbole. Ce choix de $\pi/2$ est optimal d'après la figure 3 en termes de taux d'erreur binaire (TEB). La propriété d'orthogonalité avant *clip* se retrouve après *clip* sur la grille des fréquences d'indice impair. Ce résultat se justifie théoriquement par un raisonnement similaire à celui mené par [1] dans le cas de l'ACO-OFDM. Cette propriété permet à [2] de proposer le récepteur sous-optimal à faible complexité déjà mentionné.

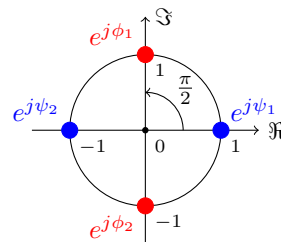


FIGURE 2 : Constellations des symboles élémentaires.

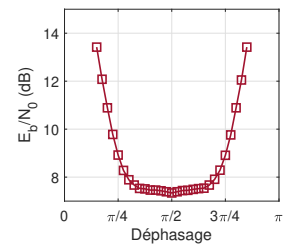


FIGURE 3 : E_b/N_0 à $\text{TEB} = 10^{-3}$ et différentes phases pour le scénario étudié, avec $M_{\perp} = 4$ et le récepteur ML.

4.2 Résultats de simulation

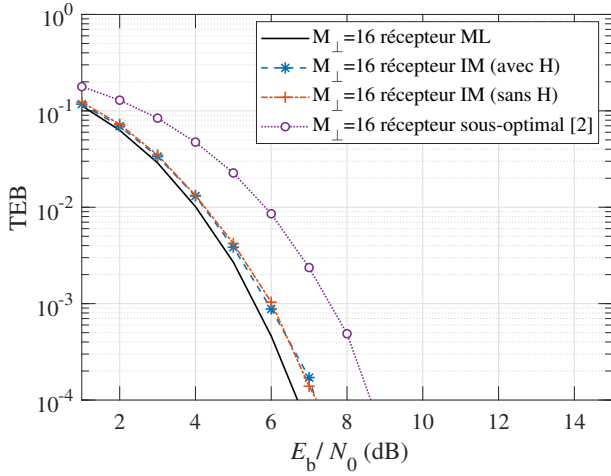


FIGURE 4 : Performances en TEB versus E_b/N_0 .

Les performances en TEB du schéma à deux tons pour $M_{\perp}=16$ sont présentées en Figure 4, en fonction du rapport E_b/N_0 , E_b étant l'énergie moyenne par bit. Le récepteur ML, le récepteur IM (avec et sans prise en compte des harmoniques d'ordre 2) et le récepteur proposé par [2] sont comparés. La prise en compte ou non des harmoniques ne semble pas avoir d'impact significatif sur le TEB. C'est aussi vrai pour les autres valeurs de $M_{\perp}$, et le récepteur IM peut donc ne prendre en compte que la composante continue, les fondamentales et l'intermodulation d'ordre 2, pour réduire légèrement la complexité. La figure 5 présente l'efficacité spectrale η en fonction du rapport E_b/N_0 requis pour un TEB de 10^{-3} . Les résultats sont comparés à ceux de schémas de la littérature. On note un gain en efficacité spectrale et en efficacité énergétique par rapport aux modulations mono-ton telles que l'AC FSK 4-PSK et l'AC FSK. Comme attendu, les modulations linéaires telles que l'OOK, la 4-PAM et le multiplexage de modulations linéaires (ACO-OFDM) présentent une meilleure efficacité spectrale, mais une efficacité énergétique moindre. Lorsque le nombre de porteuses $M_{\perp}$ augmente, les performances du récepteur IM tendent vers celles du récepteur optimal. Le récepteur sous-optimal proposé dans [2] a une complexité moindre mais est pénalisé de 2 dB comparé au récepteur ML.

5 Conclusion

Cet article définit un cadre général pour l'extension à deux tons des modulations AC-FSK-PSK. Une analyse fréquentielle des formes d'ondes, via une approximation polynomiale de la fonction Clip, permet de proposer un récepteur parcimonieux à faible complexité basé sur le produit d'intermodulation d'ordre 2 entre les deux tons. Associé à un émetteur spécifique (deux tons en quadrature), ce récepteur a des performances proches de l'optimal. Le schéma émission/réception proposé montre un meilleur compromis entre efficacité énergétique et efficacité spectrale par rapport aux adaptations précédentes des modulations FSK à la contrainte unipolaire (AC-FSK et AC-FSK-PSK). Il présente une meilleure efficacité énergétique que les modulations linéaires, et convient aux applications ayant des contraintes moins fortes sur l'efficacité spectrale. Une perspective de ce travail serait d'étudier l'impact de l'addition des deux tons sur le *peak-to-average power ratio* (PAPR), en comparaison avec les modulations de la littérature.

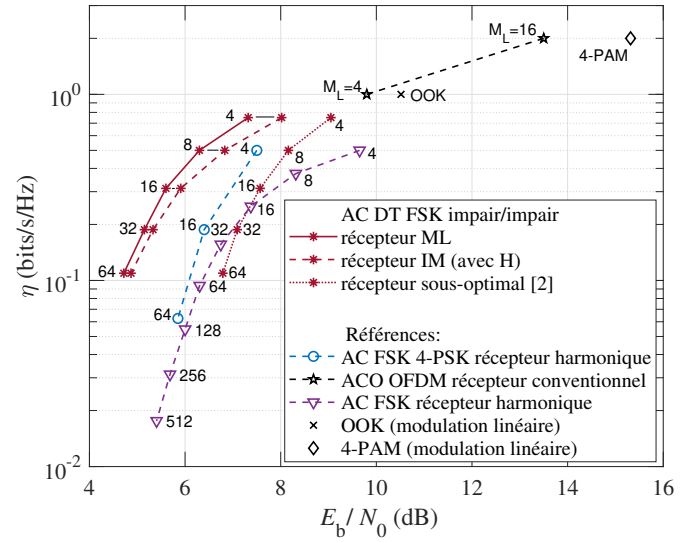


FIGURE 5 : Efficacité spectrale versus E_b/N_0 requis pour un TEB de 10^{-3} . Lorsque non précisé, les nombres sur les graphiques sont les valeurs de $M_{\perp}$.

Références

- [1] J. ARMSTRONG et A. J. LOWERY : Power efficient optical OFDM. *Electronics letters*, 42(6):1, 2006.
- [2] A. W. AZIM, Y. LE GUENNEC et L. ROS : In-phase and quadrature frequency-shift keying for low-power optical wireless communications. *Physical Communication*, 66:102441, 2024.
- [3] 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 Trans. on Cognitive Comm. and Networking*, 5(4):1244–1256, 2019.
- [4] A. CELIK, I. ROMDHANE, G. KADDOUM et A. M. ELTAWIL : A top-down survey on optical wireless comm. for the internet of things. *IEEE Comm. Surveys & Tutorials*, 25(1):1–45, 2023.
- [5] C. CHATEIGNER, Y. LE GUENNEC, L. ROS et C. SICLET : On asymmetrically clipped hybrid FSK-based unipolar modulations : Performance and frequency-domain analysis. *In IEEE Wireless Comm. and Networking Conference*, 2025.
- [6] M. J. KHAN, A. W. AZIM, Y. LE GUENNEC, G. MAURY et L. ROS : AC-FPSK modulation for low-energy and low data rate optical wireless communications. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 178:155243, 2024.
- [7] J. G. PROAKIS et M. SALEHI : *Digital communications*. McGraw-Hill., 2008.
- [8] M. L. G. SALMENTO, G. M. SOARES, J. M. ALONSO et H. AC BRAGA : A dimmable offline LED driver with OOK-M-FSK modulation for VLC applications. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 66(7):5220–5230, 2018.
- [9] M. F. SANYA, C. AUPETIT-BERTHELENOT, L. DJOGBE et A. VIANOU : Diversity-combining in asymmetrically clipped optical OFDM for PON IM/DD fiber link. *In IEEE Int. Conf. on Comm.*, 2014.
- [10] GMM YAMGA, AR NDJONGUE et K OUAHADA : Low complexity clipped frequency shift keying (FSK) for visible light communications. *In IEEE Int. Conf. on Adaptive Science & Technology*, 2018.
- [11] N. YAN, H. ZHANG, X. TAN et H. MIN : Analysis and design of a multi-mode wake-up receiver based on direct envelope detection in wireless sensor networks. *IEEE Sensors Journal*, 18(22):9305–9314, 2018.