

# Turbo-DC-FPSK: étude de modulation et codage conjoint avec récepteur itératif pour les communications optiques sans fil.

Paul MIQUEU, Muhammad Jehangir KHAN, Yannis LE GUENNEC, Laurent ROS

Laboratoire Gipsa-lab

11 rue des mathématiques, 38400 Saint Martin d'Hères, France

paul.miqueu@gipsa-lab.grenoble-inp.fr, muhammad-jehangir.khan@gipsa-lab.grenoble-inp.fr,  
yannis.le-guenneec@gipsa-lab.grenoble-inp.fr, laurent.ros@gipsa-lab.grenoble-inp.fr

**Résumé** – Nous proposons un schéma d'émission/réception permettant d'atteindre une efficacité spectrale modulable et une bonne efficacité énergétique pour les communications optiques sans-fil bas débit. Elle combine la modulation DC-FPSK et un code convolutif très simple dans un schéma parallèle à l'émission, ainsi qu'un turbo decodage adapté aux formes d'ondes DC-FPSK à la réception, via l'algorithme BCJR. C'est une adaptation au domaine des communications optiques sans fil (avec contrainte de modulation d'intensité et détection directe) d'une technique (Coplanar Turbo-FSK) développée à l'origine pour les communications Radio-Fréquence longue portée bas débit. Les résultats de simulation montrent un gain énergétique de l'ordre de 5 dB par rapport à la technique DC-FPSK de l'état de l'art pour un Taux d'Erreur Binaire de  $10^{-4}$ .

**Abstract** – This letter proposes and analyzes a flexible, energy efficient technique for Optical Wireless Communication (OWC) systems. It involves the DC-FPSK modulation combined with a very low complexity convolutional code in a parallel scheme at the transmitter side, and a Turbo-decoder at the receiver side, based on BCJR algorithm. It is an adaptation of a technique (Coplanar Turbo-FSK) developed originally for the long range low power Radio-Frequency context to the OWC requirements (with intensity-modulation direct detection constraint). Simulation results shall confirm that Turbo-DC-FPSK can achieve around 5 dB energy gain over regular OWC state-of-the-art DC-FPSK modulation at a bit error rate (BER) of  $10^{-4}$ .

## 1 Introduction

L'intérêt des systèmes de communications optiques sans fil (Optical Wireless Communications - OWC) est qu'ils peuvent être utilisés en complément des systèmes de communication Radio Fréquence (RF) dans des environnements sensibles aux ondes radio (hôpitaux, avions...). Ils sont particulièrement pertinents pour des applications bas-débits, pour transmettre, par la lumière, des informations provenant de capteurs. Par ailleurs, ils permettent d'endiguer la saturation du spectre RF. Cependant les OWC imposent quelques contraintes sur les signaux utilisés. Les données sont envoyées par modulation d'intensité (intensity modulation - IM) de la lumière émise par une Diode Electro-Luminescente et sont détectées directement (DD) par une photodiode. Ainsi seuls des signaux réels positifs sont utilisés. On parle de contrainte IM-DD.

De nombreux systèmes OWC basés sur des modulations linéaires ont été étudiés mais ces systèmes pâtissent d'une forte dégradation de performance avec l'accroissement de la distance émetteur-récepteur. Contrairement aux modulations linéaires, les modulations à dictionnaire orthogonal (telles les modulations à enveloppe constante FSK - Frequency-Shift Keying- utilisées en RF) ont une efficacité énergétique croissante avec l'augmentation de l'ordre

de modulation (au détriment de l'efficacité spectrale), ce qui les rend plus adéquates. Ainsi, A. W. Azim & al. ont adapté la modulation FSK pour la rendre compatible à la contrainte IM-DD des systèmes OWC (par suppression du signal en quadrature et rajout d'offset), menant à la technique DC-FSK [1]. Cette technique a ensuite été étendue par rajout d'une modulation de phase PSK (Phase Shift Keying) à la modulation de fréquence initiale. L'ajout de  $M_\phi$  phases aux  $M_\perp$  DC-FSK symboles orthogonaux accroît l'ordre de modulation  $M = M_\phi M_\perp$  tout en maintenant une bande occupée constante. Il a été montré dans [1] que pour une valeur raisonnable de  $M_\phi = 4$ , l'efficacité spectrale du système est multipliée par 4 tout en conservant la même efficacité énergétique que la DC-FSK.

Afin d'améliorer encore l'efficacité énergétique, nous proposons dans cet article<sup>1</sup> de combiner la modulation DC-FPSK précédente à du codage à l'émission au travers d'un schéma à concaténation parallèle particulier, et d'utiliser un turbo decodage spécifique aux formes d'onde DC-FSK à la réception. Cette proposition, dénommée Turbo-DC-FPSK (t-DC-FPSK), s'inspire du schéma Coplanar Turbo FSK de Y. Roth [2] proposé en RF, en l'adaptant aux contraintes de l'OWC. Dans le compromis efficacité spec-

1. qui étend (par rajout de la modulation PSK) notre travail (Turbo-DC-FSK) présenté à la conf. int. EuCNC/6G Summit 2022.

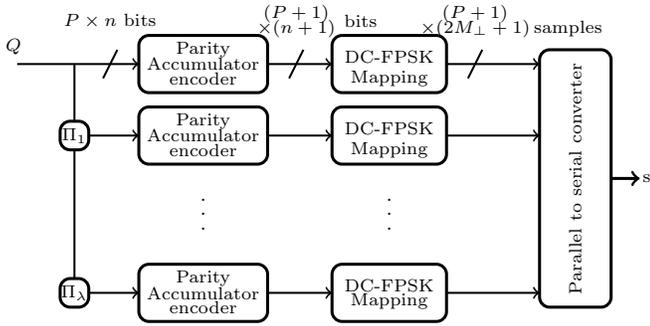


FIGURE 1 – Transmetteur Turbo-DC-FPSK

trale / efficacité énergétique imposé par la théorie de l'information, notre étude explore les zones à haute efficacité énergétique / basse efficacité spectrale, contrairement à la plupart des études à base de turbo-codes pour l'OWC. Par exemple, dans [3], un schéma classique de turbo-code est associé à une modulation On-Off-Keying (OOK) qui présente une très mauvaise efficacité énergétique comparée à la FSK. Ou encore [4] propose une modulation OFDM turbo-codée bien adaptée au contexte OWC très haut débit, mais peu économe en énergie due à la modulation en amplitude des symboles, et surtout au fort ratio puissance pic / puissance moyenne (PAPR) du signal OFDM.

C'est donc la première fois, à notre connaissance, qu'est proposée pour un contexte OWC bas débit faible consommation une solution combinant principe "Turbo" (modulation /codage conjoint) et "modulation hybride FPSK". Nous allons détailler dans la section 2 le principe et les caractéristiques de la technique t-DC-FPSK résultante, en établissant aussi la formule de son efficacité spectrale. Les performances seront démontrées par simulation dans la section 3, et l'étude sera conclue dans la section 4.

## 2 Turbo-DC-FSK (ou Turbo-FPSK adaptée au contexte OWC)

### 2.1 Présentation du bloc de transmission

**Structure :** La Fig. 1 montre que l'émetteur t-FPSK reçoit en entrée un bloc de  $Q = P \times n$  bits d'information répliqués  $\lambda$  fois (sur  $\lambda$  étages parallèles du codeur). Chaque étage entrelace différemment le bloc d'information puis un code convolutif de rendement  $n/(n+1)$  est appliqué à chaque mot code. Un bit de redondance est ainsi ajouté à la séquence de  $n$  bits d'information. Il est la somme modulo 2 entre la parité du mot binaire et la valeur de redondance précédente sauvée en mémoire. Il y a ainsi un partage d'information entre les mots successifs. A la fin de l'encodage du bloc de  $Q$  bits, un dernier mot de  $n$  bits est ajouté pour forcer la valeur mémoire de l'encodeur convolutif à zéro. Les  $P+1$  mots de  $n+1$  bits obtenus sont finalement associés à des symboles FPSK.

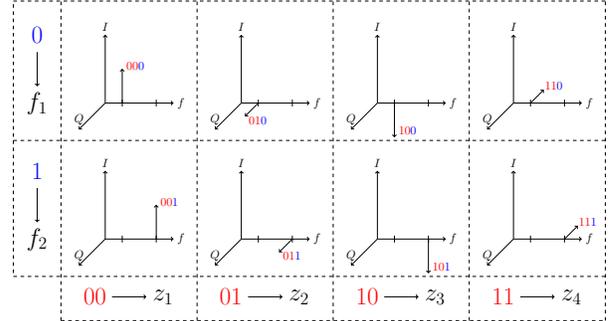


FIGURE 2 – Mapping pour une (2,4)-FPSK

**Alphabet FPSK réel :** Il est constitué de  $M = M_\phi M_\perp$  formes d'ondes réelles  $\{\tilde{\mathbf{c}}_{m,i} ; m \in \{1, \dots, M_\perp\} ; i \in \{1, \dots, M_\phi\}\}$  associées aux  $M = 2^{n+1}$  mot-codes de taille  $n+1$  bits, et décomposés en  $n+1 = n_\phi + n_\perp + 1$ , avec  $M_\phi = 2^{n_\phi}$  et  $M_\perp = 2^{n_\perp + 1}$ . Comme illustré sur la Fig. 2, le dictionnaire est divisé en  $M_\perp$  sous-ensembles orthogonaux entre eux (de fréquences  $f_m = m \cdot \Delta f$ , où  $\Delta f$  est l'espacement entre les fréquences), chaque sous-ensemble contenant  $M_\phi$  versions déphasées de la forme d'onde complexe initiale  $\tilde{\mathbf{s}}_m$ , soit  $\tilde{\mathbf{c}}_{m,i} = \Re\{\tilde{\mathbf{s}}_m \times z_i\}$  où  $z_i = e^{j \frac{2\pi}{M_\phi} \cdot (i-1)}$ , et  $[\tilde{\mathbf{s}}_m]_k = \exp\{j 2\pi m \Delta f \cdot k T_c\}$ ,  $k \in \{0, \dots, M_c - 1\}$  représente les  $M_c$  échantillons obtenus au pas critique  $T_c = T_s / M_c$ , en notant  $T_s$  la durée des formes d'ondes. La première adaptation par rapport à [2] est de travailler avec un alphabet réel au lieu de complexe (manipulation en pratique de "Discrete Cosine Transform" avec déphasages, ou de partie réelle de "Discrete Fourier Transform"). La condition d'orthogonalité entre les  $M_\perp$  formes d'ondes initiales  $\tilde{\mathbf{s}}_m$  donne  $\Delta f = 1/T_s$ , avec un nombre critique d'échantillons  $M_c = 2M_\perp + 1$  [1]. La bande passante unilatérale  $B$  du signal réel transmis en bande de base est (pour  $M_\perp \gg 1$ ) :

$$B = M_\perp \Delta f = M_\perp \frac{1}{T_s} = \frac{M_\perp}{(2M_\perp + 1)T_c} \quad (1)$$

Pour un alphabet de grande taille,  $B \approx \frac{1}{2T_c}$ , ce qui est cohérent avec le théorème de Shannon-Nyquist.

**Alphabet DC-FPSK positif :** L'ajout d'une composante continue (DC) aux symboles sinusoidaux FPSK permet de les rendre positifs (contrainte IM-DD) et de définir alors une modulation DC-FPSK. Mais l'efficacité énergétique de la modulation DC-FPSK subit alors une pénalité de  $10 \times \log_{10}(3) \approx 5$  dB par rapport à la modulation FPSK.

**Efficacité spectrale :** Pour proposer une caractérisation pertinente des performances de notre système, nous considérons son efficacité spectrale  $\eta$  (en bit/sec/Hz). Elle est définie telle que  $\eta = R/B$  avec  $B$  sa bande passante, et  $R$  le débit d'information (bit/sec), obtenu par :

$$R = \frac{Q}{\lambda(Q/n + 1)(2M_\perp + 1)T_c} \quad (2)$$

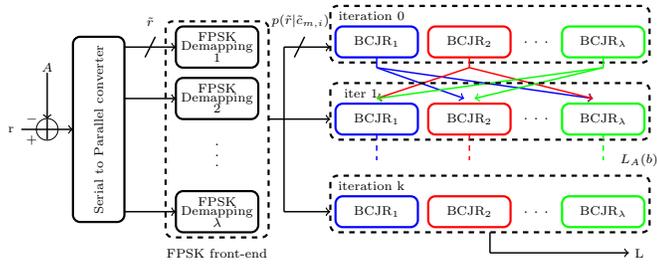


FIGURE 3 – Récepteur Turbo-DC-FPSK

Etant donné que  $n + 1 = \log_2 M$ , on a  $n = \log_2(M) - 1$ , et finalement :

$$\eta = \frac{Q}{\lambda \times (Q/(\log_2 M - 1) + 1) \times M} \times M_\phi \quad (3)$$

Pour une grande taille de bloc,  $\lim_{Q \rightarrow \infty} \eta = \frac{\log_2(M)-1}{\lambda M} M_\phi$ .

L'impact (sur  $\eta$ ) du codage convolutif à l'émission devient négligeable. Nous retrouvons l'efficacité spectrale d'une modulation FPSK standard, répétée  $\lambda$  fois.

En considérant l'expression (3), nous vérifions qu'augmenter le nombre de niveaux de modulation linéaire  $M_\phi$  (à  $M$  constant) améliore l'efficacité spectrale du système. L'équation présente trois degrés de liberté :

- $M$ , la taille de l'alphabet.
- $M_\phi$ , le nombre de niveaux de modulation linéaire.
- $\lambda$ , le nombre de branches en parallèle à l'émission.

## 2.2 Présentation du bloc de réception

### Le canal à bruit blanc additif Gaussien (BBAG)

Nous considérons que le signal est transmis au travers d'un canal BBAG. Le modèle d'observation est tel que :

$$\mathbf{r} = \mathbf{c} + \mathbf{w}, \quad (4)$$

où  $\mathbf{c}$  représente le vecteur d'une forme d'onde issue de l'alphabet  $M$ -aire DC-FPSK et  $\mathbf{r}$  celui du signal reçu. Le vecteur BBAG  $\mathbf{w}$  a une densité spectrale de puissance unilatérale  $N_0$ . Les composantes de  $\mathbf{w}$  sont indépendantes, chacune suivant la loi normale centrée  $N(0; \sigma^2)$ , avec une puissance moyenne  $\sigma^2 = N_0 B$ . Ce bruit représente le bruit thermique du photodétecteur supposé prédominant.

**Démodulation et décodage combinés :** Le récepteur est représenté sur la Fig. 3 avec  $\tilde{r}$  l'observation en sortie du canal à laquelle a été soustraite la composante DC et  $\tilde{c}$  les symboles du dictionnaire DC-FPSK privés de la composante DC. On effectue d'abord la corrélation entre  $\tilde{r}$  et chacune des formes d'ondes du dictionnaire ( $M_\perp, M_\phi$ )-FPSK et l'on en déduit un ensemble de probabilités d'observation du signal reçu conditionnées par les différents symboles possibles à l'émission,  $p(\tilde{r}|\tilde{c}_{m,i})$ . Le calcul de ces probabilités conditionnelles, appelées fonctions de vraisemblance, est détaillé dans [1] [2].

Contrairement au récepteur à maximum de vraisemblance, l'algorithme BCJR ne prend pas de décision dure

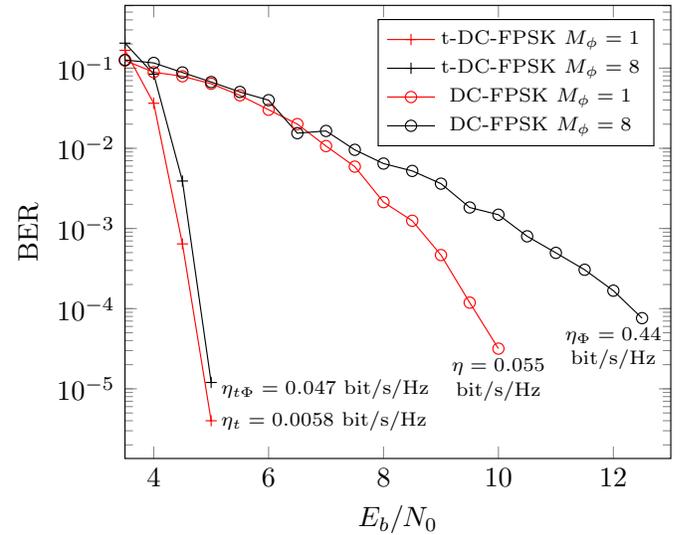


FIGURE 4 – Comparaison entre t-DC-FPSK et DC-FPSK pour un alphabet de taille fixée mais différents nombres de phases.  $\lambda = 4$ ,  $M = 128$  et  $Q = 1024$ . A noter que l'efficacité spectrale est différente pour chaque courbe.

d'après les probabilités de sortie du démodulateur. C'est là que réside son intérêt. L'algorithme utilise l'information provenant des observations, l'information partagée entre symboles successifs après "Parity Accumulator Encoding" et l'information venant des branches parallèles, iteration après iteration, pour calculer la probabilité que chaque bit prenne une des deux valeurs possibles (cf. [2]). L'efficacité de cette méthode (notamment en présence de formes d'ondes qui ne sont pas toutes orthogonales, en raison de la modulation de phase) va être testée par simulation.

## 3 Résultats de Simulation

### 3.1 TEB dans le cas d'un canal BBAG

La Fig. 4 montre le TEB (Taux d'Erreur Binaire) simulé en fonction du rapport  $E_b/N_0$  pour la DC-FPSK et la t-DC-FPSK, en considérant  $M_\phi \in \{1; 8\}$  et une taille d'alphabet fixé à  $M=128$ . Nous remarquons d'abord l'amélioration apportée par l'étape de codage / décodage conjoint. La comparaison d'un système t-(128,1)-DC-FPSK et d'un système (128,1)-DC-FPSK montre un écart en efficacité énergétique d'approximativement 5 dB pour un TEB de  $10^{-4}$  à l'avantage de la t-DC-FPSK.

Nous remarquons aussi qu'ajouter des phases aux formes d'ondes de l'alphabet FSK dégrade les performances. Cependant, ces quatre méthodes présentent des efficacités spectrales différentes. L'ajout du codage améliore grandement l'efficacité énergétique du système (i.e. la réduction du rapport  $E_b/N_0$  requis pour viser un TEB donné) mais dégrade aussi son efficacité spectrale. Lorsque nous considérons l'ajout de niveaux de modulation linéaire, les performances du système sont dégradées mais l'efficacité

spectrale est améliorée pour une taille d'alphabet passant de 1 à 8. En conséquence, pour qualifier l'efficacité globale de la modulation turbo encodée, nous devons nous pencher sur l'évolution de l'efficacité spectrale par rapport à l'efficacité énergétique. C'est le but de la section suivante.

### 3.2 Efficacité spectrale par rapport à l'efficacité énergétique

La Fig. 5 montre l'évolution de l'efficacité spectrale en fonction du rapport  $E_b/N_0$  nécessaire pour atteindre un TEB cible de  $10^{-4}$  pour différentes tailles d'alphabet orthogonaux,  $M_{\perp}$ , et d'alphabets de modulation de phase,  $M_{\phi}$ , en imposant la taille globale de l'alphabet  $M = M_{\phi}M_{\perp} = 128$  et un nombre de branches parallèles  $\lambda = 4$ . Nous choisissons particulièrement cette taille d'alphabet,  $M$ , et ce nombre de branches car ce sont ces valeurs qui avaient permis au système initial RF [2] d'atteindre ses meilleures performances d'efficacité énergétique.

Nous voyons sur la Fig. 5 que l'efficacité énergétique du t-DC-FPSK est la même pour  $M_{\phi} \in [1, M_{\phi}^{min}]$  avec  $M_{\phi}^{min} = 8$ , mais que son efficacité spectrale s'améliore avec  $M_{\phi}$ . D'après les simulations que nous avons menées sur des alphabets de tailles plus modestes, ce comportement (existence d'un  $M_{\phi}^{min}$ ) s'étend à toutes les tailles d'alphabet  $M$  lorsque nous considérons le t-DC-FPSK, ce qui est en accord avec ce qui avait été observé en [2].

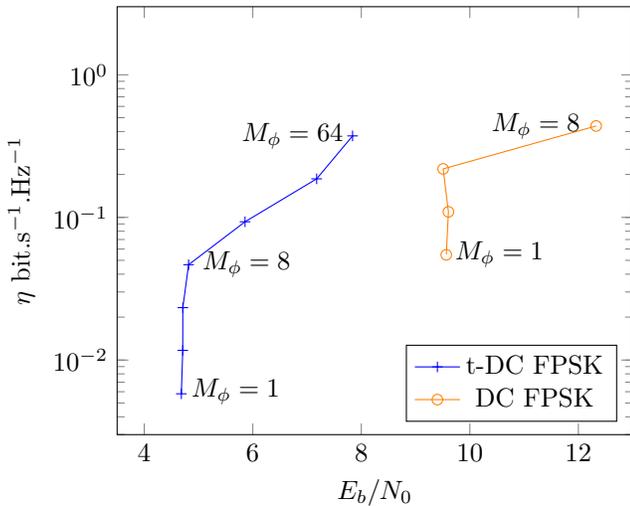


FIGURE 5 – Efficacité spectrale en fonction du  $E_b/N_0$  requis pour atteindre un TEB de  $10^{-4}$ , pour un alphabet de taille  $M = 128$  et différents nombres de niveaux de modulation linéaire  $M_{\phi} \in [1, 64]$  pour la t-DC-FPSK et  $M_{\phi} \in [1, 8]$  pour la DC-FPSK.

Ces résultats rendent l'utilisation d'un système t-DC-FPSK caduque pour un ordre de modulation linéaire inférieur à  $M_{\phi}^{min}$ , en particulier le système t-DC-FSK ( $M_{\phi} = 1$ ). Ajouter plus de  $M_{\phi}^{min}$  niveaux peut être intéressant si on doit travailler à efficacité spectrale particulièrement

élevée mais les meilleurs paramètres sont à déterminer selon un compromis entre efficacité énergétique et efficacité spectrale. Au final, nous comparons sur la Fig. 5 le système t-DC-FPSK proposé et le système DC-FPSK de l'état de l'art OWC [1]. Nous remarquons que le rajout de la modulation linéaire permet de rattrapper la dégradation de l'efficacité spectrale due au codage. En effet, la méthode t-(16,8)-DC-FSPK atteint la même efficacité spectrale que la méthode DC-FSK (*i.e.* DC-FPSK avec  $M_{\phi} = 1$ ) tout en conservant l'amélioration de l'efficacité énergétique de 5 dB apportée par l'étape de turbo codage.

## 4 Conclusion

Nous avons adapté la méthode t-FPSK (initialement développée pour les communications RF longue portée basse puissance) aux contraintes des OWC. Le système proposé peut aussi être considéré comme une extension de la modulation DC-FPSK (appartenant à l'état de l'art des OWC). L'extension consiste en une combinaison entre codage et modulation, impliquant l'utilisation de l'algorithme BCJR en réception.

Tout d'abord, le système optique t-DC-FPSK proposé présente d'intéressantes améliorations par rapport au système DC-FPSK. En effet, pour une efficacité spectrale donnée dans la gamme des valeurs d'application ( $10^{-1}$  à  $10^{-2}$  bit/sec/Hz), la méthode t-DC-FPSK apporte une économie d'énergie de l'ordre de 5 dB par rapport à une DC-FPSK pour un TEB cible de  $10^{-4}$ . De plus, nous avons souligné la pertinence de l'ajout de niveaux de modulation linéaire pour fortement améliorer l'efficacité spectrale du système sans compromettre son efficacité énergétique, tant que l'on reste en dessous d'une certaine limite ( $M_{\phi}^{min} = 8$  phases pour un alphabet global de  $M = 128$  états).

## Références

- [1] A. W. Azim, Y. Le Guennec, and L. Ros, "Hybrid frequency and phase-shift keying modulation for energy efficient optical wireless systems," *IEEE wireless communications letters*, vol. 9, no. 4, pp. 429–432, 2019.
- [2] Y. Roth, J.-B. Doré, L. Ros, and V. Berg, "Coplanar turbo-FSK : A flexible and power efficient modulation for the internet-of-things," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2018, 2018.
- [3] S. H. Lee and J. K. Kwon, "Turbo code-based error correction scheme for dimmable visible light communication systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 24, no. 17, pp. 1463–1465, 2012.
- [4] M. Ataei, M. S. Sadough, and Z. Ghassemloo, "An adaptive Turbo coded-OFDM scheme for visible light communications," in *2019 2nd West Asian Colloquium on Optical Wireless Communications*, pp. 1–5, 2019.