



HAL
open science

Étude des performances des systèmes multiporteuses QAM-FBMC avec réseau quinconce et filtres courts

Iandra Galdino Andrade, Didier Le Ruyet, Rostom Zakaria, Marcello de
Campos

► **To cite this version:**

Iandra Galdino Andrade, Didier Le Ruyet, Rostom Zakaria, Marcello de Campos. Étude des performances des systèmes multiporteuses QAM-FBMC avec réseau quinconce et filtres courts. GRETSI 2023, Aug 2023, Grenoble (38000), France. hal-04242501

HAL Id: hal-04242501

<https://hal.science/hal-04242501>

Submitted on 15 Oct 2023

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Etude des performance des systèmes multiporteuses QAM-FBMC avec réseau quinconce et filtres courts

Iandra GALDINO¹ Didier LE RUYET² Rostom ZAKARIA² Marcello L. R. DE CAMPOS³

¹Department of Computer Science, Fluminense Federal University (UFF), Niterói 24210-240, Brazil

²Laboratoire CEDRIC/LAETITIA, Conservatoire National des Arts et Métiers, 75003 Paris, France

³Electrical Engineering Program, COPPE, Federal University of Rio de Janeiro, Rio de Janeiro 21941-914, Brazil

Résumé – Les interférences intrinsèques observées au niveau du récepteur dans les systèmes multiporteuses à base de bancs de filtres QAM-FBMC (*Quadrature Amplitude Modulation Filterbank Multicarrier*) sont problématiques lorsque ceux-ci sont associés aux techniques MIMO (*multiple-input multiple-output*). Dans cet article, nous proposons de remplacer le réseau rectangulaire traditionnel par un réseau quinconce ou hexagonale ce qui modifie l’espacement temporel et l’espacement fréquentiel. Nous montrons que lorsque les filtres prototypes utilisés sont courts, l’approche proposée permet de réduire significativement l’interférence intrinsèque. Nous avons mis en évidence l’intérêt du système proposé FBMC-QAM avec réseau en quinconce en comparant ses performances avec celles du système traditionnel FBMC-QAM avec filtres courts.

Abstract – The intrinsic interference observed at the receiver in Quadrature Amplitude Modulation Filterbank Multicarrier (QAM-FBMC) systems are problematic when combining them with Multiple-Input Multiple-Output (MIMO). In this paper, we propose to replace the traditional rectangular lattice by an hexagonal or quincunx lattice that modify the time spacing and frequency spacing. We have shown that when using short prototype filters, the proposed approach significantly reduces the intrinsic interference. We have highlighted the interest of the proposed system FBMC-QAM using quincunx lattice by comparing its performance with the one of the traditional QAM-FBMC with short filters.

1 Introduction

Différentes formes d’onde ont été proposées dans la littérature pour les futurs réseaux de communication sans fil, i.e. 5G et 6G. Parmi les candidats, nous pouvons citer les modulations multiporteuses à base de banc de filtres OQAM-FBMC (*Offset Quadrature amplitude modulation filterbank multicarrier*) [2] et QAM-FBMC (*Quadrature amplitude modulation filterbank multicarrier*) [11] [6].

Dans les modulations multiporteuses, les symboles sont transmis sur une grille temps-fréquence. Le réseau rectangulaire est utilisé dans la plupart des systèmes de communication mais cette approche n’est pas optimale pour combattre l’interférence entre porteuse ICI (*inter-carrier interference*) et l’interférence entre symbole ISI (*inter-symbol interference*) et les canaux sélectifs en temps et fréquence [10].

Parmi les réseaux proposés dans la littérature [3], le réseau quinconce devrait permettre d’obtenir de meilleures performances sur des canaux doublement sélectif. Dans [10], les auteurs ont utilisé le réseau quinconce dans un système de communication sans fil et analysé ses performances et son optimalité. Ils ont également introduit le système à multiporteuses L-OFDM (*Lattice Orthogonal frequency division multiplexing*) basé sur un réseau général non-rectangulaire dans le domaine temps-fréquence et montré que le système L-OFDM donne de meilleurs performances que le système OFDM.

Plus récemment, le réseau quinconce a été étudié dans le contexte des modulations plus rapides que Nyquist FTN (*faster than Nyquist*) [9]. Les auteurs ont étudié la limite de Mazo en considérant les réseaux rectangulaire et quinconce dans le domaine temps-fréquence. Ils ont montré que le réseau quin-

conce possède une meilleure distance euclidienne ou limite de Mazo que le réseau rectangulaire.

Malgré les travaux menés sur les réseaux pour les systèmes multiporteuses, les auteurs dans [10, 9, 5] n’ont évalué ces systèmes qu’en utilisant des filtres prototypes gaussiens. De plus, la longueur des filtres utilisés était toujours supérieure à la période symbole.

Afin de minimiser l’interférence intrinsèque due à la non-orthogonalité des systèmes QAM-FBMC, nous étudions dans cet article la performance des systèmes QAM-FBMC avec réseau quinconce et en considérant des filtres courts dont la longueur est égale à la période symbole. Les filtres prototypes considérés dans cette étude sont les filtres gaussiens, les filtres OPF [4], le filtre QMF (Quadrature Mirror Filter) [7] et le filtre NPR1 [8]. Afin de garantir une comparaison équitable, nous avons considéré des filtres prototypes ayant une même énergie hors bande (Out-Of-Band Energy OOB). Nous avons également comparé les performances en terme de taux d’erreurs binaire des systèmes utilisant ces différents filtres prototypes et les réseaux rectangulaire et quinconce.

Cet article est organisé comme suit : dans la section 2 nous introduisons le modèle mathématique associé au système QAM-FBMC avec réseau quinconce ou quinconce. Nous dérivons l’expression de l’interférence intrinsèque dans la section 3. Dans la section 4, nous comparons les performances des systèmes multiporteuses QAM-FBMC rectangulaire et quinconce. Finalement, nous tirons les conclusions dans la section 5.

2 Modèle mathématique du système QAM-FBMC avec réseau quinconce

Dans cette section, nous présentons le modèle du système QAM-FBMC utilisant un réseau quinconce. [10, 5, 9]. Nous considérons le système QAM-FBMC en quinconce avec un seul filtre prototype [11] avec M sous-porteuses. Ainsi, l'expression du signal discret transmis $s[m]$ peut-être décrit comme suit [9] :

$$s[m] = \sum_n \sum_{k'=0}^{\frac{M}{2}-1} d_{2k'+1,n} g \left[m - nM - \frac{M}{2} \right] e^{j2\pi \frac{2k'+1}{M} m}, \\ + \sum_n \sum_{k'=0}^{\frac{M}{2}-1} d_{2k',n} g \left[m - nM \right] e^{j2\pi \frac{2k'}{M} m}, \quad (1)$$

où $g[m]$ est le filtre prototype de longueur $L = KM$, avec K facteur de recouvrement. Dans ce travail, le facteur de recouvrement utilisé est $K = 1$, résultant en un filtre prototype dit court. Les filtres courts ont été choisis afin d'avoir une faible latence et complexité pour les futurs systèmes de communication. $d_{2k',n}$ et $d_{2k'+1,n}$ sont des symboles complexes QAM appliqués respectivement aux sous-porteuses $2k'$ -ème et $(2k' + 1)$ -ème et envoyés au n -ème symbole QAM-FBMC \mathbf{d}_n .

Nous pouvons aussi décomposer les symboles transmis au n -ème symbole en utilisant les sous-porteuses paires et impaires comme suit :

$$\mathbf{d}_n^e = [d_{0,n} \ 0 \ d_{2,n} \ 0 \ d_{4,n} \ \dots \ d_{M-2,n} \ 0]^T, \\ \mathbf{d}_n^o = [0 \ d_{1,n} \ 0 \ d_{3,n} \ 0 \ \dots \ 0 \ d_{M-1,n}]^T, \quad (2)$$

où $\mathbf{d}_n^o, \mathbf{d}_n^e \in \mathbb{C}^{M \times 1}$.

Considérant une transmission sur les sous-porteuses paires \mathbf{d}_n^e et sachant que les sous-porteuses paires et impaires sont décalées de $T/2$, il est possible d'observer l'interférence venant de la moitié du symbole précédent des sous-porteuses impaires \mathbf{d}_{n-1}^o et également à partir de la moitié des sous-porteuses du même symbole \mathbf{d}_n^o . Nous pouvons alors exprimer le signal transmis $\mathbf{s}_n \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ du n -ème symbole par :

$$\mathbf{s}_n = \mathbf{G}\mathbf{W}^H \mathbf{d}_n^e + \mathbf{G}_s \mathbf{W}^H \mathbf{d}_n^o + \mathbf{G}_p \mathbf{W}^H \mathbf{d}_{n-1}^o, \quad (3)$$

où $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ représente la matrice de Fourier discrète rapide (Fast Fourier Transform FFT), et $\mathbf{G} = \text{diag}(\mathbf{g}) \in \mathbb{C}^{M \times M}$, et \mathbf{g} est le filtre prototype. \mathbf{G}_s and $\mathbf{G}_p, \in \mathbb{C}^{M \times M}$ sont définis par

$$\mathbf{G}_p = \text{diag}(\mathbf{g}_p), \quad \mathbf{g}_p = \left[\left[g_0 \ \dots \ g_{\frac{M-2}{2}} \right] \mathbf{0}_{1 \times \frac{M}{2}} \right], \quad (4)$$

$$\mathbf{G}_s = \text{diag}(\mathbf{g}_s), \quad \mathbf{g}_s = \left[\mathbf{0}_{1 \times \frac{M}{2}} \left[g_{\frac{M}{2}} \ \dots \ g_{M-1} \right] \right]. \quad (5)$$

En considérant un canal à bruit blanc additif gaussien (Additive White Gaussian Noise AWGN), la partie paire du n -ème symbole démodulé au récepteur peut s'écrire comme suit :

$$\tilde{\mathbf{d}}_n^e = \mathbf{S}_e \mathbf{W} \mathbf{G}^H \mathbf{s}_n + \mathbf{S}_e \mathbf{W} \mathbf{G}^H \mathbf{v}_n \quad (6)$$

avec $\mathbf{S}_e = \text{diag}([1 \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1]) \in \mathbb{R}^{M \times M}$, et $\mathbf{S}_e \mathbf{W} \mathbf{G}^H \mathbf{v}_n$ représentant le terme de bruit.

3 Interférence Intrinsèque

L'interférence intrinsèque observée sur une sous-porteuse particulière au récepteur vient des symboles voisins et dépend du filtre prototype et du réseau (rectangulaire ou quinconce) utilisés.

Considérons la transmission d'un symbole $d_{2k',n}^e = 1$ sur la sous-porteuse paire $2k'$ et le n -ème symbole. Le signal démodulé $\tilde{d}_{2k,n}^e$ sur la sous-porteuse $2k$ au récepteur peut s'écrire :

$$\tilde{d}_{2k,n}^e = \mathbf{w}_{2k}^H \mathbf{G}^H \mathbf{G} \mathbf{w}_{2k'} d_{2k',n}^e + v_{2k,n} \\ = \mathbf{g}^H (\text{diag}(\mathbf{w}_{2k}))^H \text{diag}(\mathbf{w}_{2k'}) \mathbf{g} d_{2k',n}^e + v_{2k,n} \\ = \mathbf{g}^H \mathbf{P}^{\Delta k} \mathbf{g} d_{2k',n}^e + v_{2k,n} \quad (7)$$

où $\mathbf{w}_{2k'} = \left[1 \ e^{j\frac{2\pi}{M}2k'} \ \dots \ e^{j\frac{2\pi}{M}(M-1)2k'} \right]^T$, $\Delta k = 2k' - 2k$, $\mathbf{P}^{\Delta k} = (\text{diag}(\mathbf{w}_{2k}))^H \text{diag}(\mathbf{w}_{2k'})$, and $v_{2k,n}$ représente le bruit.

Ainsi, nous pouvons exprimer l'énergie des coefficients d'interférence qui proviennent des sous-porteuses paires du même symbole n comme suit :

$$\mathcal{E}_n^e = \sum_{2k=0, 2k \neq 2k'}^{M-2} |\Gamma_{2k,n}|^2, \quad (8)$$

où $\Gamma_{2k,n} = \mathbf{g}^H \mathbf{P}^{\Delta k} \mathbf{g}$ est le coefficient d'interférence, et $\Delta k = 2k' - 2k$.

De la même manière, nous pouvons également décrire le signal reçu sur la sous-porteuse $2k + 1$ et le n -ème symbole comme

$$\tilde{d}_{2k+1,n}^o = \mathbf{w}_{2k+1}^H \mathbf{G}_s^H \mathbf{G} \mathbf{w}_{2k'} d_{2k',n}^e + v_{2k+1,n} \\ = \mathbf{g}_s^H \mathbf{P}^{\Delta k} \mathbf{g} d_{2k',n}^e + v_{2k+1,n} \quad (9)$$

Ainsi, l'énergie des coefficients d'interférence qui proviennent des sous-porteuses impaires du même symbole est donnée par :

$$\mathcal{E}_n^o = \sum_{2k+1=1}^{M-1} |\Gamma_{2k+1,n}|^2 \quad (10)$$

où $\Gamma_{2k+1,n} = \mathbf{g}_s^H \mathbf{P}^{\Delta k} \mathbf{g}$ avec $\Delta k = 2k' - (2k + 1)$.

La troisième partie de l'interférence observée vient des sous-porteuses impaires du symbole précédent $n - 1$.

En exprimant le signal reçu sur la sous-porteuse $2k + 1$ comme suit :

$$\tilde{d}_{2k+1,n-1}^o = \mathbf{w}_{2k+1}^H \mathbf{G}_p^H \mathbf{G} \mathbf{w}_{2k'} d_{2k',n}^e + v_{2k+1,n-1} \\ = \mathbf{g}_p^H \mathbf{P}^{\Delta k} \mathbf{g} d_{2k',n}^e + v_{2k+1,n-1}, \quad (11)$$

où \mathbf{g}_p est défini par l'équation (4), il est possible d'exprimer l'énergie des coefficients d'interférence par :

$$\mathcal{E}_{n-1}^o = \sum_{2k+1=1}^{M-1} |\Gamma_{2k+1,n-1}|^2 \quad (12)$$

où $\Gamma_{2k+1,n-1} = \mathbf{g}_p^H \mathbf{P}^{\Delta k} \mathbf{g}$, and $\Delta k = 2k' - (2k + 1)$.

L'énergie de l'ensemble de ces coefficients d'interférence est alors donnée par :

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_n^e + \mathcal{E}_n^o + \mathcal{E}_{n-1}^o \quad (13)$$

Cette énergie totale dépend du filtre prototype utilisé et de la grille choisie. Pour comparer les performances des filtres prototype, nous utiliserons la métrique de l'énergie hors bande (Out-Of-Band Energy OOBE). Le calcul de l'OOBE d'un filtre prototype est donné par l'expression suivante [1] :

$$\text{OOBE} = \mathbf{g}^H \mathbf{O} \mathbf{g}, \quad (14)$$

où $\mathbf{O} \in \mathbb{R}^{(KM \times KM)}$ est une matrice symétrique positive avec (l, c) -ème composant donné par :

$$o_{lc} = \frac{\sin(\pi(l-c)(1-B_W))}{\pi(l-c)} e^{j\pi(l-c)}, \quad (15)$$

et $B_W = 2\Omega_p$ est la bande passante égale à $3/KM$ dans ce travail.

Comme nous pouvons le voir dans la table 1, le système avec réseau quinconce permet une réduction significative de l'énergie totale des interférences.

TABLE 1 : Interférence totale ISI (dB).

Filtre	OOBE	Rectangulaire	Quinconce
NPR1	0.0082	-1.89	-7.52
OPF- α	0.0082	-4.71	-4.77
Gauss- α	0.0082	-4.37	-4.99
QMF	0.0051	-3.01	-6.02
OPF- β	0.0051	-3.64	-5.46
Gauss- β	0.0051	-3.47	-5.52

4 Résultats de simulation

La mise en oeuvre du réseau en quinconce dans le système QAM-FBMC a été évaluée en considérant des filtres prototypes courts ($K = 1$). En considérant un système utilisant $M = 128$ sous-porteuses, les filtres utilisés sont de longueur $L = KM = 128$. Deux classes de filtres prototypes ont été considérés : ceux dont l'OOBE est égal à 0.0082 comme les filtres NPR1, OPF- α et Gauss- α ; et ceux dont l'OOBE est égal à 0.0051 comme les filtres QMF (*Quadrature mirror filter*), OPF- β et Gauss- β [4]. À cette fin, le taux d'erreur binaire du système a été évalué pour une transmission sur un canal de transmission sans fil EPA (*Extended pedestrian A model*). Les résultats obtenus ont été comparés au taux d'erreur du système QAM-FBMC avec un réseau rectangulaire.

Pour évaluer l'avantage d'utiliser un réseau en quinconce nous avons comparé les performances du système QAM-FBMC avec réseaux rectangulaire et quinconce lorsque le système utilise différents filtres avec OOBE = 0.082 et considérant le canal EPA, comme montré dans la figure 1.

En remplaçant le réseau rectangulaire du système QAM-FBMC par un réseau quinconce et en utilisant le filtre NPR1, les performances du système sont considérablement améliorées. Cette amélioration peut également être remarquée lorsque nous appliquons la technique d'IIC (*iterative interference cancellation*). Ce comportement est attendu puisque l'ISI de NPR1 est significativement diminué, comme le montre le tableau 1. Une telle amélioration ne se produit pas dans le cas des filtres l'OPF- α et Gauss- α : lorsque l'on augmente le rapport E_b/N_0 , le réseau rectangulaire montre de meilleures performances,

surtout à partir d'un rapport E_b/N_0 de 15dB. Ce fait est dû à la façon dont les coefficients d'interférence sont répartis dans la table d'interférence.

Nous avons également évalué les avantages de l'utilisation de filtres avec OOBE= 0.0051 dans le système QAM-FBMC avec réseaux rectangulaire et quinconce sur le canal EPA. Encore une fois, comme prévu, le réseau quinconce permet d'améliorer les performances du système pour tous les filtres, comme présenté dans la figure 2.

Lors de l'utilisation du filtre prototype QMF, les performances du système QAM-FBMC utilisant le réseau quinconce sont nettement meilleures que lors de l'utilisation du réseau rectangulaire. De plus, lorsque nous appliquons 3 itérations IIC, les performances du système avec un réseau quinconce montrent un gain significatif. Ce résultat est déjà attendu, puisque l'ISI du filtre QMF est significativement amélioré comme le montre le tableau 1.

Aussi, en utilisant le filtre OPF- β , les performances du système s'améliorent significativement pour le rapport E_b/N_0 inférieur à environ 21 dB. Cette amélioration peut être remarquée même lorsque nous appliquons la technique IIC. Cependant, en augmentant le rapport E_b/N_0 , le réseau rectangulaire montre de meilleures performances. Comme observé précédemment, ceci est dû à la répartition des coefficients dans la table d'interférence.

Enfin, en comparant les performances du système QAM-FBMC avec un réseau quinconce et rectangulaire pour tous les filtres testés, les meilleures performances sont observées lors de l'utilisation de filtres NPR1 et QMF sur un réseau quinconce.

5 Conclusions

Les interférences intrinsèques dans les systèmes QAM-FBMC sont directement liées au filtre prototype utilisé. Son incidence la plus élevée s'observe lorsqu'on utilise des filtres courts ($K = 1$), dont la capacité de confinement spectral est nettement inférieure à celle des filtres longs, c'est-à-dire $K > 1$.

Dans cet article, nous avons évalué l'intérêt de remplacer le réseau rectangulaire par un réseau quinconce dans les systèmes QAM-FBMC avec des filtres prototypes courts disponibles dans la littérature.

Nous avons montré que le réseau en quinconce peut être utilisée dans les systèmes QAM-FBMC avec des filtres courts pour réduire l'interférence intrinsèque du système. De cette manière, différents filtres ont été utilisés pour évaluer les performances du système en termes de taux d'erreur binaire en considérant le canal piéton.

Le travail présenté met en évidence un gain significatif en terme d'interférence grâce à utilisation de la structure de réseau en quinconce. Nous avons également montré que les performances des systèmes QAM-FBMC peuvent être considérablement améliorées lorsque nous associons le réseau en quinconce à l'annulation itérative des interférences et aux filtres QMF et NPR1.

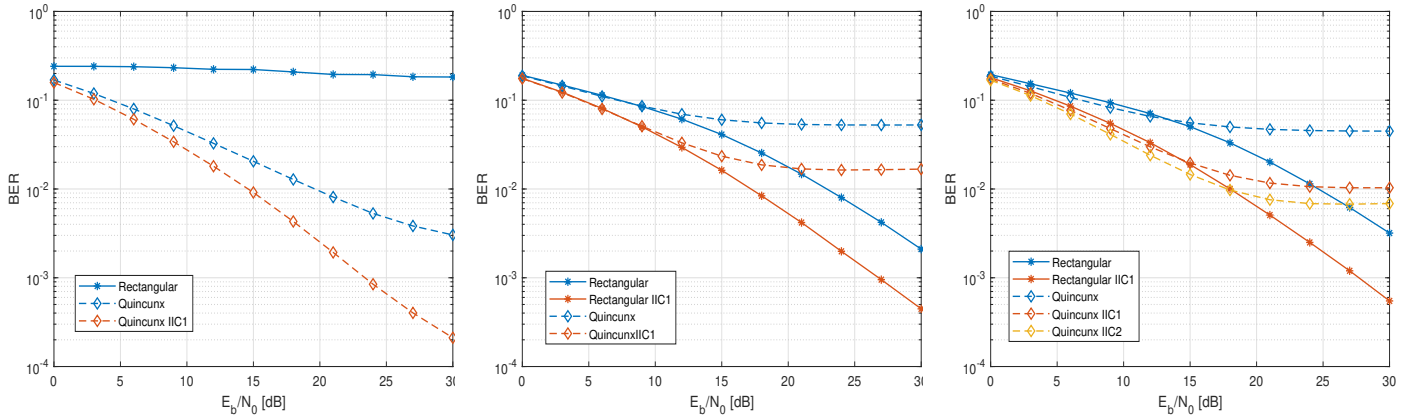


FIGURE 1 : Performances du système QAM-FBMC utilisant les filtres , NPR1, OPF- α et Gauss- α sur le canal piétonnier.

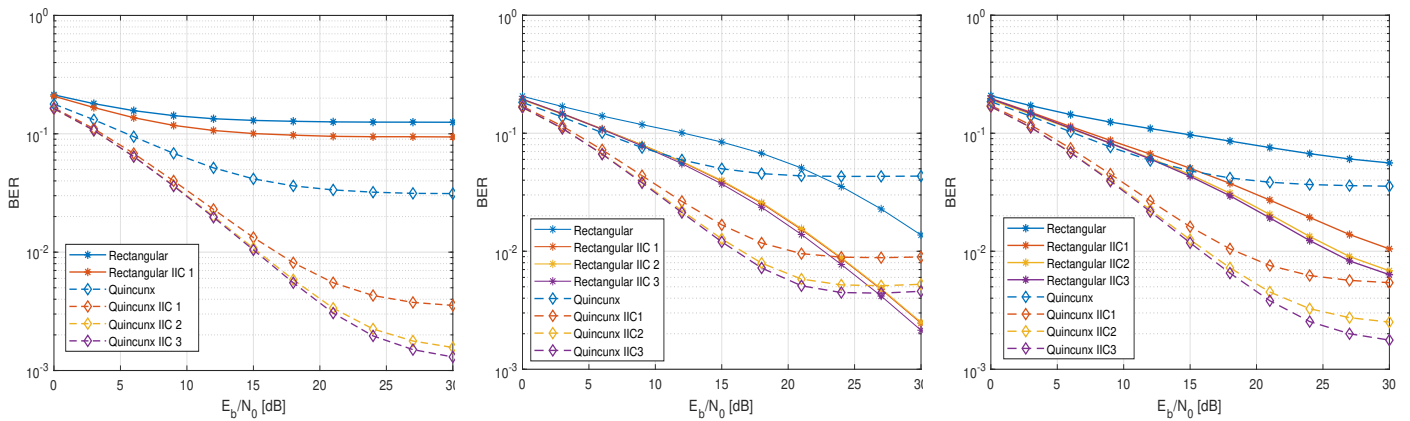


FIGURE 2 : Performances du système QAM-FBMC utilisant les filtres, QMF, OPF- β and Gauss- β sur le canal piéton EPA.

Références

- [1] Andreas ANTONIOU et Wu-Sheng LU : *Practical optimization : algorithms and engineering applications*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [2] Maurice BELLANGER, D LE RUYET, D ROVIRAS, M TERRÉ, J NOSSEK, L BALTAR, Q BAI, D WALDHAUSSER, M RENFORS, T IHALAINEN *et al.* : Fbmc physical layer : a primer. *PHYDYAS, January*, 25(4):7–10, 2010.
- [3] John Horton CONWAY et Neil James Alexander SLOANE : *Sphere packings, lattices and groups*, volume 290. Springer Science & Business Media, 2013.
- [4] Iandra GALDINO, Rostom ZAKARIA, Didier LE RUYET et Marcello Luiz Rodrigues de CAMPOS : Short-Filter design for intrinsic interference reduction in QAM-FBMC modulation. *IEEE Communications Letters*, 24:1487–1491, 2020.
- [5] Fang-Ming HAN et Xian-Da ZHANG : Hexagonal multicarrier modulation : A robust transmission scheme for time-frequency dispersive channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 55(5):1955–1961, 2007.
- [6] Heesu KIM, Hyungsik HAN et Hyuncheol PARK : Waveform design for QAM-FBMC systems. In *18th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, pages 1–5. IEEE, 2017.
- [7] Henrique S MALVAR : Modulated QMF filter banks with perfect reconstruction. *Electronics Letters*, 26(13):906–907, 1990.
- [8] Jérémy NADAL, Charbel Abdel NOUR et Amer BAGHDADI : Design and evaluation of a novel short prototype filter for fbmc/oqam modulation. *IEEE access*, 6:19610–19625, 2018.
- [9] Siming PENG, Aijun LIU, Xinhai TONG, Ke WANG et Giulio COLAVOLPE : Optimal multicarrier faster-than-Nyquist signaling under symbol-by-symbol detection. *Digital Signal Processing*, 72:135–146, 2018.
- [10] Thomas STROHMER et Scott BEAVER : Optimal OFDM design for time-frequency dispersive channels. *IEEE Transactions on communications*, 51(7):1111–1122, 2003.
- [11] Rostom ZAKARIA et Didier LE RUYET : Intrinsic interference reduction in a filter bank-based multicarrier using QAM modulation. *Physical Communication*, 11:15–24, 2014.