

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications



Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master Académique

Domaine : **Sciences et Technologie**
Filière : **Télécommunications**
Spécialité : **Systèmes de Télécommunications**

Nouvelle approche alternative de l'OFDM pour la 5G
(FBMC/OQAM) Etude comparative et application

Présenté par :

BAARE DARI Habibou

TRAORE Kaba

Sous la direction de :

MR. IKNI SAMIR

Juin 2017

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications



Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master Académique

Domaine : **Sciences et Technologie**
Filière : **Télécommunications**
Spécialité : **Systèmes de Télécommunications**

Nouvelle approche alternative de l'OFDM pour la 5G
(FBMC/OQAM) Etude comparative et application

Présenté par :

BAARE DARI Habibou

TRAORE Kaba

Sous la direction de :

MR. IKNI SAMIR

Juin 2017



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

REMERCIEMENTS

A l'issue de ce travail, nous remercions, en premier lieu, le bon Dieu de nous avoir donné la force et le courage de le mener à terme.

Ce mémoire ne serait pas aussi riche et n'aurait pu voir le jour sans l'aide de notre encadreur Monsieur **Ikni Samir**, qui n'a menacé aucun effort pour la réussite de ce présent mémoire, pour toute l'aide apportée, pour sa disponibilité, ses remarques fructueuses et ses directives précieuses, qui ont contribué efficacement à l'avancement de ce travail. Nous remercions les membres du jury qui ont accepté d'examiner notre travail, également tous les membres du département d'électronique et de télécommunication de l'université 08 Mai 1945 de Guelma et en particulier le chef de département d'électronique et de télécommunications.

Nous remercions aussi nos chers parents qui nous ont soutenus depuis aux enseignements primaire jusqu'à la fin de nos cycles.

En sommes, nous tenons à remercier toutes les personnes qui nous ont aidés de près ou de loin durant notre travail et en particulier tous nos amis de la promotion.

Dédicaces

Je dédie ce mémoire à celle qui

M'a mis au monde, le symbole de tendresse,

*Qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, à ma mère,
à mon très aimable père que son âme repose en paix, école de mon
enfance, qui a été toujours à mes cotés et m'a donnée le réconfort
nécessaire durant les moments difficiles,*

A m'encourager, à me donner de l'aide et me protéger.

Que Dieu les recommence.

*A mon adorable frère Rabiou qui m'a toujours apporter de l'aide
et des conseils tout au long de mon cursus.*

*A tous mes frères et sœurs pour leur amour et leur soutien,
Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués
et le fruit de votre soutien infailible.*

A tous mes amis

A tous ceux qui m'aime et tous ceux que J'aime.....

BAARE DARI Habibou



DEDICACES

JE TIENS A DEDIER CE PRESENT TRAVAIL A :

Mes chers parents, tout le confort et le bonheur qu'ils m'ont procurés pour le respect et l'encouragement qu'ils m'ont fait sentir et m'avoir fait ce que je suis aujourd'hui. Que Dieu vous donne une longue vie et bonne santé soyez assurer de mes profondes Gratitudes et de mes sincères reconnaissances pour le soutien moral et matériel que vous m'avez généreusement offert ;

Mes frères et sœurs ;

Toutes mes connaissances.

TRAORE KABA

SOMMAIRE

RESUME.....	i
LISTE DES FIGURES.....	ii
LISTE DES ABREVIATIONS.....	iii
INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chapitre I: Etude d'un système de modulation OFDM	
I.1. Introduction.....	3
I.2 Modèle du canal radio.....	4
I.2.1. Propagation en espace libre.....	5
a. Distribution de Rayleigh.....	12
b. Distribution de Rice.....	12
I.3. Choix de modulation.....	13
I.3.1 Modulation D'amplitude Sur Deux Porteuses En Quadrature (MAQ).....	13
I.4.Le Système de modulation OFDM.....	16
I.4.1. Le Principe de la modulation OFDM.....	17
I.4.2. Notion d'orthogonalité.....	18
I.4.3. Intervalles de garde.....	19
I.4.4. Implémentations numérique.....	21
I.4.5. Avantages et inconvénients.....	23
I.4.6 Le facteur PAPR.....	24
I.5. Conclusion.....	25
Chapitre II: Etude d'un système FBMC/OQAM	
II.1 Introduction.....	26
II.2 La structure du système FBMC/OQAM.....	26
II.2.1 Les blocs de pré/post-traitement OQAM.....	27

II.2.2 Les Bancs de Filtrés de synthèse et d'Analyse	29
II.3 Mise en œuvre efficace des structures des bancs de filtres.....	30
II.3.1 La structure polyphasée du banc de filtres de synthèse	31
II.3.2 La structure polyphasée du banc de filtres d'analyse	34
II.4 L'AFB basé sur DFT	35
II.5. La complexité de calcul de FBMC-structure polyphasée	37
II.6. Le filtre prototype	38
II.7 Le facteur PAPR	41
II.5. Conclusion	41
Chapitre III: Etude comparative des systèmes OFDM et FBMC/OQAM	
III.1 Introduction	42
III.2 Systèmes FBMC versus OFDM	42
III.2.1 Forme d'onde	42
III.2.2 Besoin d'un préfixe cyclique	44
III.2.3 Le recouvrement temporel des symboles.....	45
III.2.4 Le débit symbole.....	45
III.2.5 Complexité.....	46
III.2.6 Le Facteur PAPR	48
III.3 Conclusion	50
Chapitre IV: Résultats de simulation	
IV.1 Introduction	51
IV.2 Filtre prototype.....	51
IV.2.1 En termes de réponse impulsionnelle	51
IV.2.2 En terme de DSP	52
IV.4 Performance de transmission.....	54
IV.5 Le facteur PAPR (Pic-to-Average Power Ratio).....	55
IV.6 Complexité de calcul	56

IV.7 Conclusion.....	57
CONCLUSION GENERALE	58
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	59

RESUME

La modulation multiporteuse OFDM est aujourd'hui la technologie utilisée dans la plupart des systèmes de communications sans fil actuels de quatrième génération. Le succès rencontré par l'OFDM réside dans les nombreux avantages qu'elle offre. La technique OFDM est très robuste aux effets des trajets multiples du canal de transmission, offre une bonne efficacité spectrale et une meilleure utilisation des ressources fréquentielles par rapport à la modulation mono-porteuse classique. Toutefois, l'OFDM présente quelques inconvénients majeurs comme une perte de l'efficacité spectrale suite à l'insertion de l'intervalle de garde (CP), un niveau très élevé des lobes latéraux entraînant une fuite de puissance entre les différents symboles multi-porteuses. Ces inconvénients ne permettent pas à OFDM de satisfaire les exigences des futures applications de la communication sans fil 5G. La technique OFDM va alors être délaissée au profit de certaines approches alternatives dont la plus attrayante est la modulation multi-porteuses à base de banc de filtres appelées FBMC (Filter Bank MultiCarrier). A travers ce mémoire, nous allons voir les principales différences entre les deux techniques OFDM et FMBC tout en mettant l'accent sur les apports de la modulation FBMC sur la technique OFDM.

Mots clés : OFDM, FBMC, FBMC/OQAM, MCM, banc de filtres.

ABSTRACT

Multi-Carrier modulation OFDM is now the technology used in most current fourth-generation wireless communications systems. The success of OFDM technologies lies in the many advantages they offer. The OFDM technique is very robust to the effects of multiple paths, offers good spectral efficiency and better use of frequency resources compared to other conventional multi-carrier modulations. However, the modulation OFDM has some major disadvantages as a loss of spectral efficiency due to the insertion of the guard interval, a very high level of the lateral lobes causing a power leak between the different subcarriers. The OFDM technique will then be abandoned in favor of multi-carrier techniques based on a bank of filters called FBMC (Filter Bank MultiCarrier). Through this paper, we will see the main differences between the OFDM and FBMC techniques, while focusing on the inputs of the FBMC / OQAM modulation on the OFDM technique.

Keywords: OFDM, FBMC, FBMC / OQAM, MCM ,filterbank, polyphase.

ملخص

طريقة التشكيل متعدد الحوامل (أو أف.دي.أم) هي التكنولوجيا المستخدمة في أغلب أنظمة الاتصالات اللاسلكية الحالية للجيل الرابع. يعود النجاح الكبير الذي حققته هذه الأخيرة إلى عدة امتيازات التي قدمتها. منها أنها جد فعالة في مقاومة تأثيرات تعدد

المسارات في قناة الاتصال. ومنها أنها تمنح كفاءة طيفية ممتازة واستعمال أمثل للموارد الترددية بخلاف التشكيل أحادي الحامل القديم. مع ذلك أو أف.دي.أم لها بعض السلبيات مثل الخسارة في الكفاءة الطيفية من جراء استعمال فاصل الحرس (سي بي)، كما أنها تتميز بمستوى جد عالٍ للفصوص الجانبية للطيف التي تؤدي إلى تسرب القدرة ما بين مختلف أجزاء الإشارة المتعددة الحوامل. مثل هذه المعوقات من شأنها أن تحول بين أو أف.دي.أم وبين نجاحها في تلبية متطلبات التطبيقات المستقبلية للجيل الخامس للاتصالات اللاسلكية. بناءً على هذا، أو أف.دي.أم ستترك مكانها لبعض التقنيات البديلة الجديدة، والتي من أهمها: التشكيل متعدد الحوامل المؤسس على نظام كثير المراشح (أف.بي.أم.سي).

في مذكرة التخرج هذه سنتطرق إلى الاختلافات الجوهرية بين التقنيتين المذكورتين مع تسليط الضوء على ما تقدمه أف.بي.أم.سي من إيجابيات بالنسبة لسابقتها أو أف.دي.أم

كلمات مفتاح: أو أف.دي.أم، التشكيل متعدد الحوامل، أف.بي.أم.سي، نظام كثير المراشح

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 : Schéma d'un système de transmission numérique	3
Figure I.2: Schéma synoptique d'une chaîne de communication.....	4
Figure I.3: Propagation par multi-trajets dans un environnement « Outdoor »	6
Figure I.4 : Propagation multi-trajets NLOS	6
Figure I.5 : Propagation multi-trajets LOS.....	7
Figure I.6 : Les variations de la puissance reçue en fonction de la distance parcourue.....	8
Figure I.7: Représentation en bande de base du canal de propagation.....	8
Figure I.8 : Représentation d'un canal variant dans le temps.....	9
Figure I.9 : Représentation de la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile	10
Figure I.10 : Constellations MAQ-16 et MAQ-64	14
Figure I.11 : Modulateur MAQ – M	15
Figure I.12 : Représentation fréquentielle et temporelle d'un signal OFDM.	17
Figure I.13 : Spectre d'un ensemble orthogonal.....	19
Figure I.14: Insertion du préfixe cyclique.....	20
Figure I.15: Schéma de principe du modulateur OFDM numérique.....	22
Figure I.16 : Schéma de principe d'un démodulateur OFDM numérique.....	23
Figure I.17 : La CCDF d'OFDM.....	25
Figure II. 1: Schéma fonctionnel général du système FBMC / OQAM.....	27
Figure II. 2:(a) et (b) Bloc de prétraitement OQAM.....	28
Figure II. 3:(a) et (b) Section de post-traitement OQAM	29
Figure II. 4: Mise en œuvre polyphasée du SFB	33
Figure II. 5: Mise en œuvre polyphasée efficace du AFB	35
Figure II. 6:Application efficace du banc de filtre d'analyse basé sur la DFT	36
Figure II. 7: Nombre de multiplications réelles en fonction du nombre de sous-canaux pour FBMC/OQAM.....	38
Figure II. 8: Les réponses en fréquence des formes d'ondes : PHYDYAS, IOTA et Rectangulaire.....	40
Figure II. 9: La CCDF de FBMC/OQAM	41
Figure III. 1 : Représentation temporelle du filtre prototype IOTA et PHYDYAS (FBMC) par rapport à la fenêtre rectangulaire (OFDM)...	43

Figure III. 2: Représentation en fréquence du filtre prototype IOTA et PHYDYAS (FBMC) par rapport à la fenêtre rectangulaire (OFDM).....	43
Figure III. 3: Sans Intervalle de garde	44
Figure III. 4: Avec intervalle de garde	44
Figure III. 5 : Symboles OFDM (a) et FBMC (b) dans le domaine temporel	45
Figure III. 6: Représentation des symboles FBMC/OQAM sur le plan temps-fréquence.	46
Figure III. 7: Nombre de multiplications réelles en fonction du nombre de sous-canaux dans le cas d'OFDM et FBMC/OQAM.....	47
Figure III. 8: Illustration de la fluctuation de l'enveloppe d'un signal OFDM avec 256 sous-porteuses	48
Figure III. 9: Symboles FBMC avec PAPR.	49
Figure IV. 1: Comparaison de la réponse impulsionnelle des filtres PHYDYAS (FBMC/OQAM), et rectangulaire (OFDM).....	52
Figure IV. 2: Représentation de la DSP de FBMC avec $K=2,3$ et 4.	53
Figure IV. 3: DSP de FBMC/OQAM ($K=4$) versus OFDM (NumFFT=1024)	53
Figure IV. 4: Courbe de BER en fonction de SNR (dB) pour les deux systèmes OFDM.....	54
Figure IV. 5: Comparaison de la CCDF d'OFDM et FBMC/OQAM.....	55
Figure IV. 6: Complexité des deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM	56

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I. 1: Efficacité spectrale des différentes modulations MAQ-M.....	16
Tableau III. 1: complexité des deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM.....	47

LISTE DES ABREVIATIONS

• MCM	MultiCarrier Modulation
• IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
• CP	cyclic prefix
• OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
• DFT	Discrete Fourier Transform
• OQAM	Offset Quadrature Amplitude Modulation
• FBMC	Filter Bank MultiCarrier
• QPSK	Quadratic Phase Shift Keeing
• BER	Binaire Error Rate
• SNR	Signal-to-Noise Ratio
• MDA	Modulation par Déplacement d'Amplitude
• MDP	Modulation par Déplacement de Phase
• CAN	Convertisseur Analogique Numérique
• PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
• AFB	Analysis Filter Bank
• SFB	Synthesis Filter Bank
• PPN	Poly-Phase Network
• SRRC	Square Root of Raised Cosine
• S/P	Serial To Parallel
• PSD:	Power Spectral Density
• PHYDYAS:	PHYSical layer for DYnamic AccesS
• IOTA:	Isotropic Orthogonal Transform Algorithm
• ISI :	Inter Symbol Interference
• ICI:	Inter Channel Interference
• OOB	Out Of Band
• CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function

INTRODUCTION GENERALE

De nos jours, dans un monde de très grande mobilité, la vitesse et la capacité des systèmes de transmissions sont des éléments essentiels afin de pouvoir maintenir les gens du monde entier en communication. Les premiers systèmes de communications numériques étaient basés sur la modulation mono-porteuse. En général, lorsque l'on veut augmenter le débit d'une transmission, on doit diminuer la durée de symbole. Cependant, la présence d'un canal multi-trajet a comme effet d'introduire de l'interférence inter-symboles (ISI), ce qui nécessite à la réception une égalisation relativement complexe.

Ainsi, grâce à leur capacité de faire face à la sélectivité fréquentielle des canaux de transmission, les modulations multi-porteuses (MCM) attirent de plus en plus d'attention. De nos jours, la modulation OFDM avec le préfixe cyclique (CP) est la plus utilisée, et cela grâce à sa simplicité d'implémentation et à sa robustesse. Cependant, la technique OFDM présente une perte d'efficacité spectrale à cause de l'introduction du préfixe cyclique puisqu'il ne s'agit que des informations redondantes. De plus, la réponse impulsionnelle de forme rectangulaire du filtre de mise en forme utilisé en OFDM a une mauvaise localisation dans le domaine fréquentiel. Afin de surmonter ces inconvénients, la modulation multiporteuse à base des bancs de filtres (FBMC) a été proposée en tant qu'une approche alternative à la modulation OFDM. En effet, les filtres proposés sont également bien localisés en temps, donc, on n'a pas besoin d'insérer un intervalle de garde (CP) dans la modulation FBMC. D'autre part, la bonne localisation fréquentielle de la réponse du filtre de mise en forme permet un meilleur contrôle du débordement hors-bande du système. Dans la littérature, on trouve plusieurs types de modulations FBMC basés sur différentes structures. Dans ce mémoire, nous ne nous intéressons que sur le schéma de Saltzberg [29] appelé FBMC/OQAM.

Le principal objectif de ce mémoire est d'étudier les deux systèmes des modulations multiporteuses OFDM et FBMC/OQAM afin de pouvoir faire une étude comparative.

Par conséquent, le plan de ce mémoire est le suivant :

- Le premier chapitre est consacré à l'étude de la modulation multiporteuse tout en commençant par présenter tout d'abord le modèle du canal radio,
- Le chapitre II est dédié à l'étude du système de modulation FBMC/OQAM,
- Le chapitre III quant à lui fera l'objet d'une comparaison entre les deux systèmes précédemment étudiés,

Et enfin, le quatrième chapitre qui est notre partie de simulation afin de confirmer notre étude théorique faite dans les précédents chapitres, en utilisant comme logiciel de simulation Matlab version 2016.

Chapitre I :

Etude d'un système de modulation
OFDM

I.1. Introduction

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible.

Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique est donné à la (figure I.1) où l'on se limite aux fonctions de base :

- La source émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires.
- Le codeur peut éventuellement supprimer des éléments binaires non significatifs (compression de données ou codage de source), ou au contraire introduire de la redondance dans l'information en vue de la protéger contre le bruit et les perturbations présentes sur le canal de transmission (codage de canal). Le codage de canal n'est possible que si le débit de source est inférieure à la capacité du canal de transmission (la probabilité d'erreur P_e tend dans ce cas vers 0 d'après les travaux de Hartley -Shannon).
- La modulation a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) sur lequel il sera émis.
- Enfin, du côté récepteur, les fonctions de démodulation et de décodage sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur.

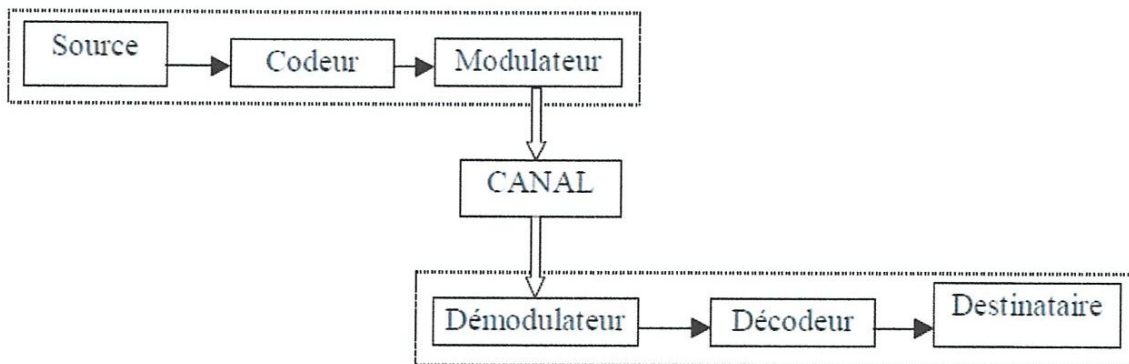


Figure I.1 : Schéma d'un système de transmission numérique [7]

Les trois caractéristiques principales permettant de comparer entre elles les différentes techniques de transmission sont les suivantes :

- La probabilité d'erreur P_e par bit transmis permet d'évaluer la qualité d'un système de transmission. Elle est fonction de la technique de transmission utilisée, mais aussi du canal sur lequel le signal est transmis. Il est à noter que P_e est une valeur théorique dont une estimation non biaisée au sens statistique est le Taux d'Erreur Binaire (TEB).
- L'occupation spectrale du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission. On est contraint d'utiliser de plus en plus des modulations à grande efficacité spectrale.
- La complexité du récepteur dont la fonction est de restituer le signal émis est le troisième aspect important d'un système de transmission.

Dans ce présent chapitre nous allons étudier le système de modulation multiporteuse OFDM, tout en commençant par une brève présentation du modèle du canal radio mobile.

I.2 Modèle du canal radio

Un système de transmission radioélectrique permet de transformer un signal électrique émis $e(t)$ en signal électrique reçus $s(t)$ par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques. Le canal de propagation est l'endroit qui transforme les ondes électromagnétiques lors de leur propagation. A ce stade, il est important de différencier le canal de propagation, qui ne tient en compte que des interactions du signal émis avec l'environnement traversé et le canal de transmission, qui inclut en plus les effets induits par les antennes émettrice et réceptrice comme le montre la Figure I.2. [21] [14]

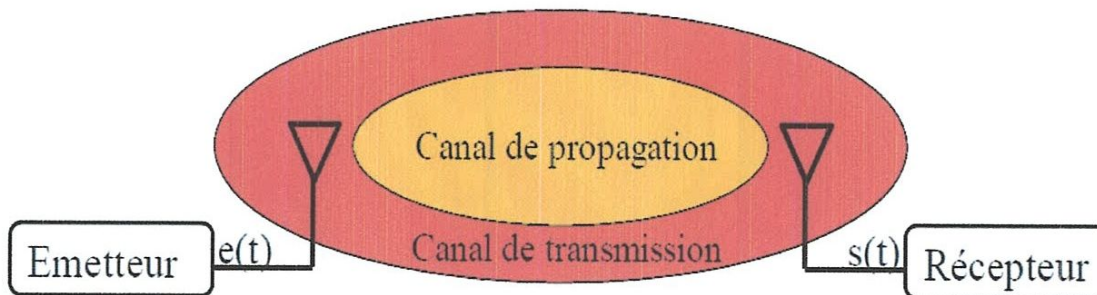


Figure I.2: Schéma synoptique d'une chaîne de communication

I.2.1. Propagation en espace libre

Généralement, l'environnement de propagation a une influence sur l'onde électromagnétique émise. En espace libre (qui est caractérisé par l'absence d'obstacles), cette onde se propage de l'émetteur jusqu'au récepteur en ligne directe. La puissance reçue P_r s'exprime en fonction du gain de l'émetteur et du récepteur G_e et G_r , de leur distance de propagation d et de la longueur d'onde λ . D'après l'équation de transmission de Friis, la puissance reçue s'écrit de la manière suivante :

$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (\text{Watt}) \quad (I.1)$$

Il convient de noter que la formule ci-dessus n'est pas valable que lorsque l'antenne de réception est considérée dans le champ lointain de l'antenne d'émission. Cette condition est vérifiée lorsque la distance (d) entre les antennes est supérieure à la distance de Fraunhofer (d_F) qui est reliée à la plus large dimension (D) de l'antenne d'émission: [21]

$$d_F = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (I.2)$$

I.2.2. Propagation par trajets multiples

La propagation en espace libre représente un cas idéal. Mais en réalité, le canal de propagation est l'endroit de multi-trajets à cause des obstacles qui entourent l'émetteur et le récepteur (Figure I.3). Dans ce cas, plusieurs répliques du signal émis arrivent au récepteur à travers plusieurs trajets qui possèdent différents états d'atténuation, de déphasage et des retards (dû à la longueur du trajet). [7] [13]

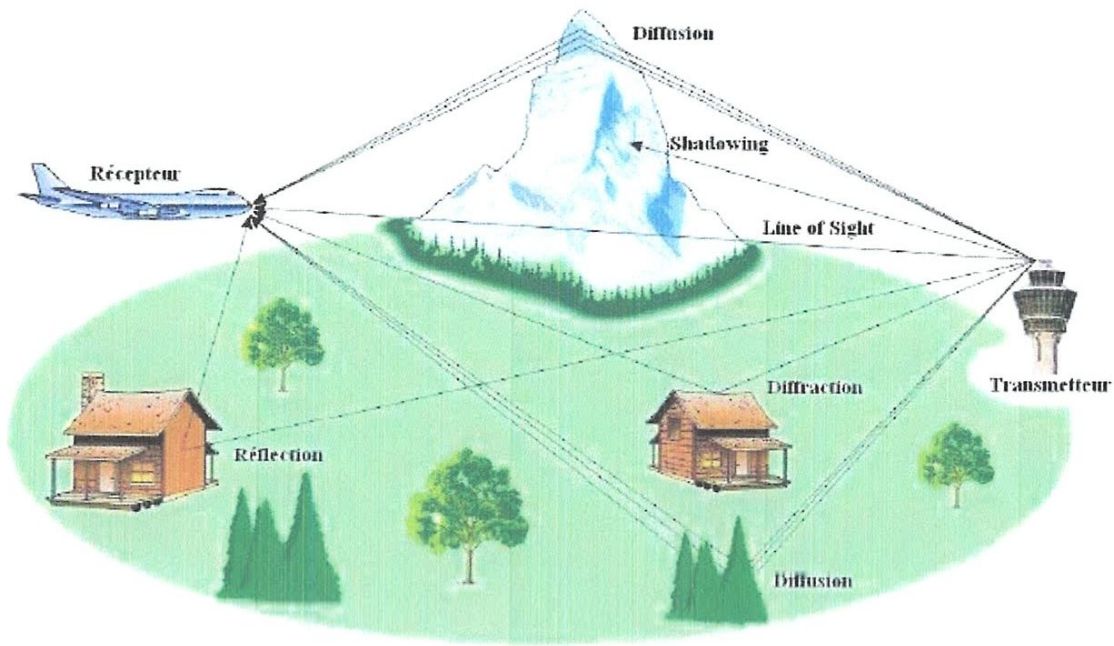


Figure I.3: Propagation par multi-trajets dans un environnement « Outdoor ». [21]

Lors de la propagation multi-trajets, deux situations de propagation sont généralement distinguées. La première est désignée par le terme **NLOS** (None Line Of Sight) où il n'y a pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, la densité de probabilité de l'amplitude d'évanouissement du signal total reçu suit la loi de Rayleigh (Figure I.4). Alors que, la deuxième situation aura lieu lorsqu'il existe un trajet direct prépondérant (**Line Of Sight, LOS**) (Figure I.5) et par conséquent l'amplitude d'évanouissement est caractérisée par la distribution de Rice.

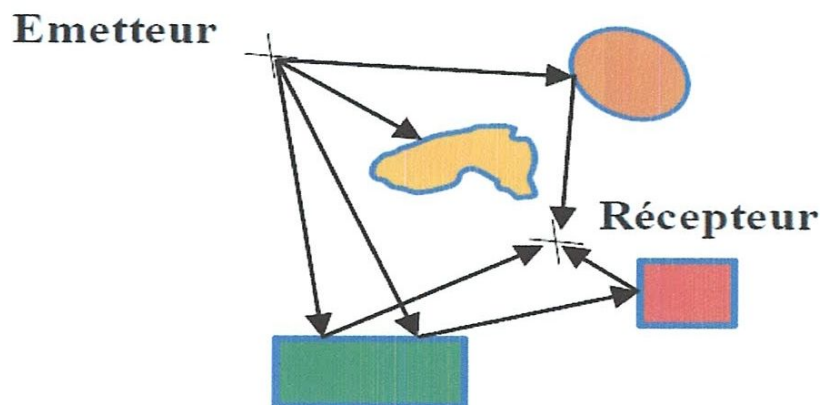


Figure I.4 : Propagation multi-trajets NLOS

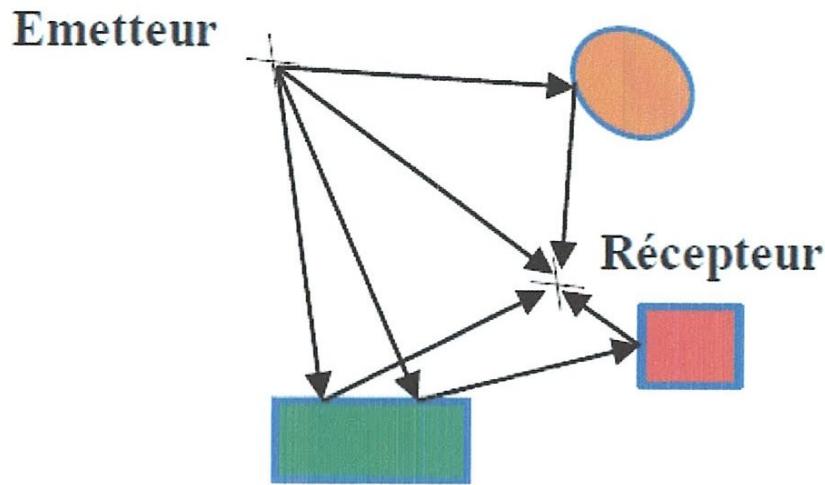


Figure I.5 : Propagation multi-trajets LOS

Selon la nature des objets rencontrés durant le parcours des trajets multiples, divers phénomènes électromagnétiques sont dégagés tels que: la réflexion, la diffraction et la diffusion sur des obstacles. [21]

I.2.2.1. Les Variations du canal de propagation

Lors de la propagation de l'émetteur vers le récepteur, les phénomènes électromagnétiques engendrent plusieurs répliques du signal émis (Propagation multi-trajets). A la réception, ces répliques arrivent à différents instants avec des atténuations et déphasages donnés. On distingue ainsi trois types de variations de la puissance reçue comme l'illustre la Figure I.6

- La décroissance moyenne de la puissance reçue est due à l'augmentation de la distance entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception.
- L'évanouissement à grande échelle représentant la fluctuation de la puissance moyenne reçue par un déplacement de l'ordre de la dizaine de la longueur d'onde.
- L'évanouissement à petite échelle lié aux interférences constructive et destructive entre les différentes répliques du signal émis au niveau de l'antenne réceptrice.

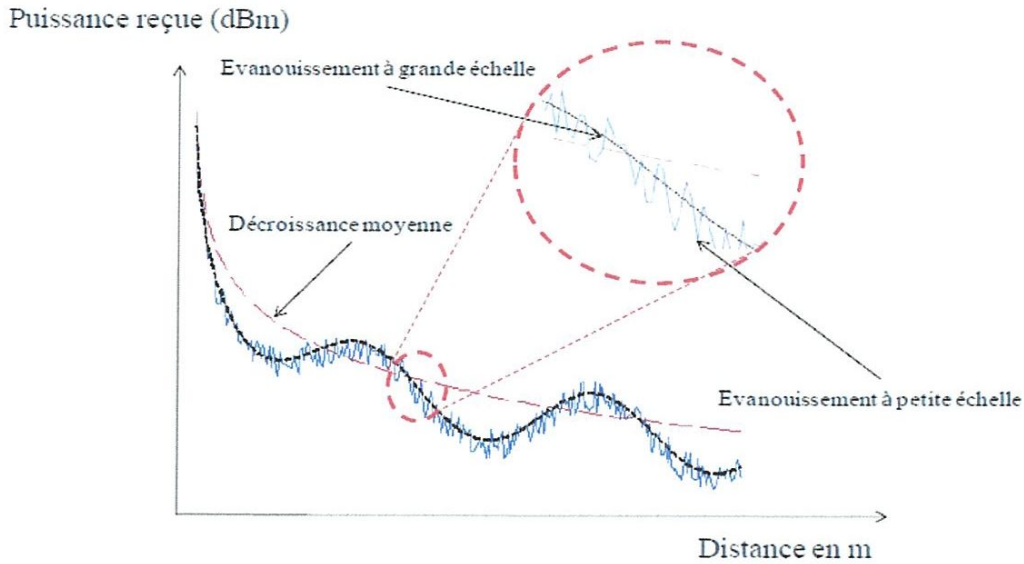


Figure I.6 : Les variations de la puissance reçue en fonction de la distance parcourue [21]

I.2.2.2. Modélisation du canal de propagation

Après avoir présenté tous les aspects du canal de propagation précédemment, il convient de le modéliser (Figure I.7). Un canal variant dans le temps est représenté par un filtre linéaire ayant comme réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$. Dans le cas d'un canal invariant dans le temps, la réponse impulsionnelle du canal ne dépend pas du temps t et elle peut être caractérisée par $h(\tau)$.

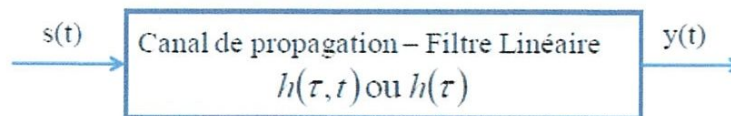


Figure I.7: Représentation en bande de base du canal de propagation [21]

Avec des antennes isotropes et en supposant que le canal de propagation varie dans le temps et comporte k trajets, la réponse impulsionnelle peut s'écrire de la manière suivante :

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^K a_k(t, \tau) \exp(j\psi_k(t, \tau)) \delta(t - \tau_k(t)) \quad (I.3)$$

Cette relation traduit que chaque trajet (k) de l'onde est affecté par une atténuation a_k , un déphasage (ψ_k) et un retard temporel (τ_k). Avec δ est la fonction de Dirac et t , le temps. Dans le cas d'un filtre passe-bande, le signal émis $\check{S}(t)$ est représenté comme suit:

$$\check{S}(t) = R_e\{s(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (I.4)$$

Avec $s(t)$ est l'enveloppe du signal émis et f_c représente la fréquence de la porteuse. De même, le signal reçu s'exprime par la relation suivante :

$$\hat{y}(t) = R_e\{y(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} + n(t) \quad (I.5)$$

Où $y(t) = \hat{h}(t, \tau) * s(t)$ est le résultat de l'interaction canal-signal et $n(t)$ un bruit additif gaussien. Un exemple d'un canal variant dans le temps est montré dans la **Figure I.8**.

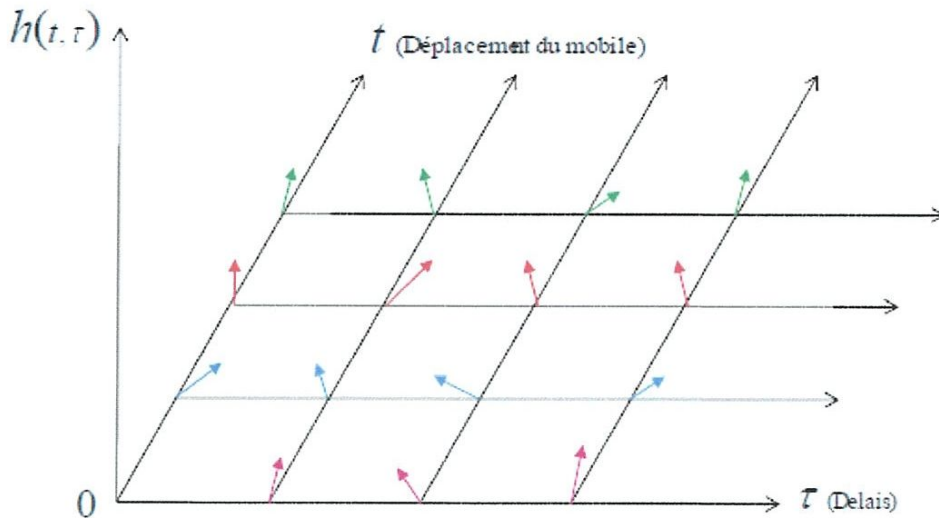


Figure I.8 : Représentation d'un canal variant dans le temps [21]

I.2.2.3. Etalement de retard et Bande de cohérence

Comme cela a été précisé précédemment, les répliques du signal émis parviennent au récepteur avec des retards liés à la distance parcourue. Si on observe la réponse

impulsionnelle d'un canal radio mobile, il est possible de différencier les différents trajets ainsi que l'amplitude relative de chaque trajet comme l'illustre la Figure I.9.

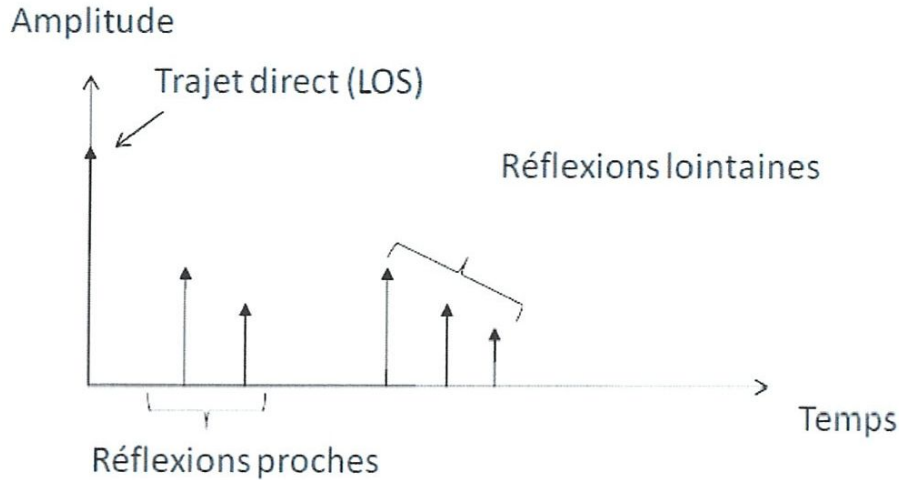


Figure I.9 : Représentation de la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile

La caractérisation des canaux radio mobiles se fait à partir de certains paramètres permettant de quantifier le canal de propagation multi-trajets. Ces paramètres peuvent être distingués comme suit :

- ❖ Le retard moyen ou « mean excess delay $\bar{\tau}$ » : Il est défini comme étant le retard relatif moyen de l'ensemble des retards. Il s'écrit comme suit :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{k=1}^k a_k^2 \tau_k}{\sum_{k=1}^k a_k^2} \quad (I.6)$$

- ❖ Le retard maximal ou « maximum excess delay τ_{max} » : ce retard correspond au dernier rayon ayant une amplitude non négligeable devant le premier trajet. On le note τ_{max} .
- ❖ L'étalement RMS ou « Root Mean Square delay spread »: il est défini comme étant l'écart type des retards de l'ensemble des trajets. Cet étalement décrit la dispersion d'un signal à travers la propagation multi-trajets en tenant compte des retards de tous les trajets à la réception en se basant sur le premier trajet reçu. Il vérifie l'équation suivante :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\tau^2 - \bar{\tau}^2} \quad (I.7)$$

Avec :

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{k=1}^k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_{k=1}^k a_k^2} \quad (I.8)$$

Les valeurs typiques de l'étalement RMS sont de l'ordre de la nanoseconde dans un milieu « Indoor » et de la microseconde dans un environnement « Outdoor ».

L'étalement temporel du signal peut également être représenté dans le domaine fréquentiel par le biais de la similitude des signaux de fréquences différentes. Autrement dit, à travers de l'intervalle des fréquences dans laquelle les amplitudes des signaux reçus ont une forte corrélation. Cela est désigné par le terme « Bande de cohérence B_c ». Cette dernière est une mesure statistique de la bande de fréquence sur laquelle le canal de propagation peut être considéré comme « plat ». Un canal plat peut être défini si la bande de fréquence d'un signal envoyé est inférieure à la bande de cohérence. Dans ce cas le canal est considéré comme étant non sélectif en fréquence. Dans le cas contraire, le canal est dit sélectif en fréquence.

Il est important de noter qu'il n'y a pas de relation exacte entre l'étalement temporel du signal et la bande de cohérence, mais généralement la bande de cohérence est inversement proportionnelle à l'étalement RMS.

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{RMS}} \quad (I.9)$$

1.2.2.4. Représentation statistique (canal plat)

Comme nous avons mentionné précédemment, le signal total reçu n'est que l'interférence entre des trajets multiples qui peut se faire de manière constructive ou bien destructive. Cette dernière donne lieu à des évanouissements profonds dépendant de la phase de chacun de signaux élémentaires. Ces évanouissements sont connus par le terme « évanouissements de Rayleigh ». Dans ce cas, comme l'amplitude du signal reçu fluctue très rapidement sur des distances très courtes, une représentation statistique s'impose. Les distributions les plus utilisées sont : Rayleigh, Rice.

a. Distribution de Rayleigh

La distribution de Rayleigh correspond à un cas particulier. Dans ce cas, le signal complexe reçu est constitué d'un grand nombre de trajets indirects (NLOS) ayant des amplitudes et phases aléatoires, indépendants et uniformément distribués. L'enveloppe de ce signal suit une loi de Rayleigh définie par l'équation suivante :

$$P(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (I.10)$$

- ❖ r est l'enveloppe du signal complexe reçu, $r = x + iy$
- ❖ σ est l'écart type de la partie réelle (x) ou la partie imaginaire (y)

D'autres propriétés utiles de cette distribution sont données par :

- ❖ La valeur moyenne : $E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}$
- ❖ La valeur quadratique moyenne : $E\{r^2\} = 2\sigma^2$
- ❖ La variance : $E\{r^2\} - E\{r\}^2 = \sigma^2 \left(\frac{4-\pi}{2}\right)$

b. Distribution de Rice

Dans d'autres situations, un canal de propagation est caractérisé par plusieurs trajets indirects et un trajet direct (LOS). De ce fait, la densité de probabilité de l'enveloppe du signal complexe reçu obéit à la distribution de Rice définie telle que: [21]

$$P(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + r_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rr_d}{\sigma^2}\right), \quad r \text{ et } r_d \geq 0 \quad (I.11)$$

Où r_d est l'amplitude du trajet direct et I_0 représente la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro.

Cette loi possède les caractéristiques suivantes :

- ❖ La valeur moyenne : $E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{r^2}{4\sigma^2}\right) \left[\left(1 + \frac{r^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{r^2}{4\sigma^2}\right) + \frac{r^2}{4\sigma^2} I_1\left(\frac{r^2}{4\sigma^2}\right)\right]$
- ❖ Valeur quadratique moyenne : $E\{r^2\} = 2\sigma^2 + r^2$
- ❖ Variance : $E\{x^2\} - E\{x\}^2$

I.3. Choix de modulation

Le choix de la modulation est très important en fonction du système et des applications à envisager.

I.3.1 Modulation D'amplitude Sur Deux Porteuses En Quadrature (MAQ)

Les modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ) sont aussi appelées par leur abréviation anglaise : QAM pour "Quadrature Amplitude modulation". C'est une modulation dite bidimensionnelle.

La MDA et la MDP ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points M est grand. En effet, dans la MDA les points de la constellation sont sur une droite, et dans la MDP les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan.

Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire : [2]

$$m(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + j_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 t + j_0) \quad (I.12)$$

Et que les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - KT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k \cdot g(t - KT)$$

Le signal modulé $m(t)$ est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$.

I.3.1.1 Les constellations MAQ-M

Les symboles ak et bk prennent respectivement leurs valeurs dans deux alphabets à M éléments (A_1, A_2, \dots, A_M) et (B_1, B_2, \dots, B_M) donnant ainsi naissance à une modulation possédant un nombre $E = M^2$ états. Chaque état est donc représenté par un couple (ak, bk) ou ce qui revient au même par un symbole complexe $ck = ak + jbk$.

Dans le cas particulier mais très fréquent où M peut s'écrire $M = 2^n$, alors les ak représentent un mot de n bits et les bk représentent aussi un mot de n bits. Le symbole complexe $ck = ak + jbk$, peut par conséquent représenter un mot de $2n$ bits. L'intérêt de cette configuration est que le signal $m(t)$ est alors obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles ak et bk indépendants. De plus, les symboles ak et bk prennent très souvent leurs valeurs dans un même alphabet à M éléments.

Par exemple, la MAQ-16 est construite à partir de symboles ak et bk qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d\}$ où d est une constante donnée. Une représentation de la constellation de cette modulation est donnée (figure I.10). La MAQ-16 a été souvent utilisée notamment pour la transmission sur ligne téléphonique du RTC (à 9,6 kbit/s) et pour les faisceaux hertziens à grande capacité (140 Mbits/s) développés dans les années 1980.

Plus généralement lorsque les symboles ak et bk prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d, \pm 5d, \dots, \pm (M-1)d\}$ avec $M = 2^n$ on obtient une modulation à 2^{2n} états et une constellation avec un contour carré dont font partie la MAQ-4, la MAQ-16, la MAQ-64 et la MAQ-256. (Figure I.10) La constellation de la MAQ-16 et de la MAQ-64.

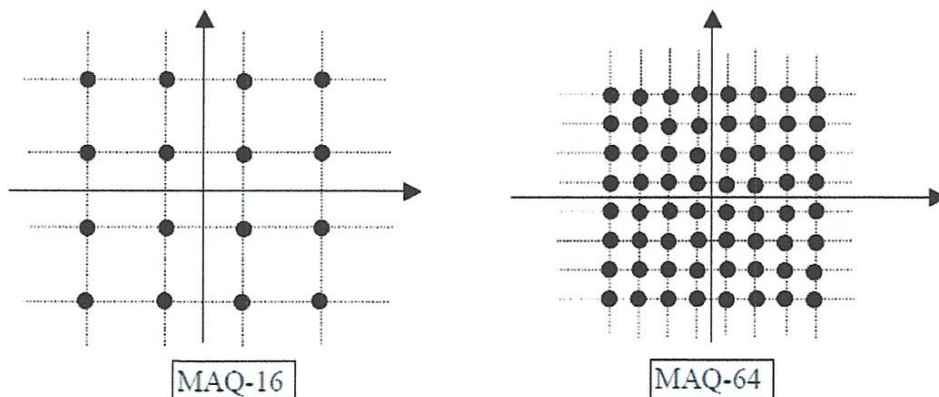


Figure I.10 : Constellations MAQ-16 et MAQ-64

I.3.1.2 Modulation et démodulation

Lorsque le signal $m(t)$ est obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants, cela simplifie le modulateur et le démodulateur.

En effet, pour le modulateur le train binaire entrant $\{i_k\}$ est facilement divisé en deux trains $\{a_k\}$ et $\{b_k\}$ (Voir figure I.11).

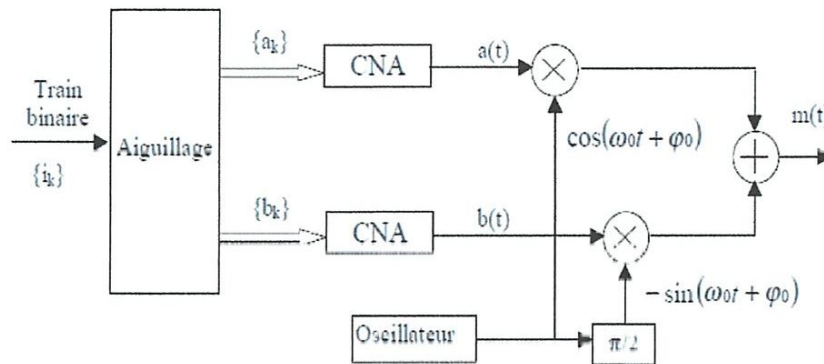


Figure I.11 : Modulateur $MAQ - M$

La réception d'un signal MAQ fait appel à une démodulation cohérente et par conséquent nécessite l'extraction d'une porteuse synchronisée en phase et en fréquence avec la porteuse à l'émission. Le signal reçu est démodulé dans deux branches parallèles, sur l'une avec la porteuse en phase et sur l'autre avec la porteuse en quadrature. Les signaux démodulés sont convertis par deux CAN , puis une logique de décodage détermine les symboles et régénère le train de bits reçus. Le synoptique du démodulateur $MAQ - M$ est très voisin de celui proposé pour la démodulation MDP .

I.3.1.3 Efficacité spectrale

Pour une même rapidité de modulation $R = \frac{1}{T}$, le débit binaire $D = \frac{1}{T_b}$ de la $MAQ - M$ est multiplié par $n = \log_2 M$ par rapport celui de la $MAQ - 2$. Autrement dit, pour une largeur de bande B donnée, l'efficacité spectrale $\eta = \frac{D}{B}$ est multiplié par $n = \log_2 M$.

N	M=2 ⁿ	Modulation	Débit binaire : <i>D</i>	Efficacité spectrale : η
1	2	MAQ-2	<i>D</i>	η
2	4	MAQ-4	2. <i>D</i>	2. η
4	16	MAQ-16	4. <i>D</i>	4. η
6	64	MAQ-64	6. <i>D</i>	6. η
8	256	MAQ-256	8. <i>D</i>	8. η

Tableau I. 1: Efficacité spectrale des différentes modulations MAQ-M.

Le tableau ci-dessus montre le gain obtenu sur le débit binaire et sur l'efficacité spectrale pour diverses modulations MAQ-M, ceci pour une même rapidité de modulation. L'intérêt d'augmenter M , même au prix d'une complexité accrue, est évident.

Nous avons choisi cette modulation QAM pour les avantages suivants :

- la constellation qui suivant les applications mettra en évidence une faible énergie nécessaire à la transmission des symboles ou une faible probabilité d'erreur.
- l'occupation spectrale du signal modulé.
- la simplicité de réalisation (avec éventuellement une symétrie entre les points de la constellation). [2]

I.4.Le Système de modulation OFDM

Contrairement aux systèmes de modulations mono-porteuses qui modulent sur une porteuse unique à un débit de R_s , le principe des modulations multi-porteuses de type OFDM consiste à transmettre les données de manière simultanée sur N porteuses modulées à un débit de R_s/N . Le débit global reste inchangé mais chaque porteuse est moins sensible à l'étalement des trajets sur le canal de propagation.

La technique OFDM est maintenant utilisée dans diverses applications à haut débit, que ce soit en bande de base sur paire torsadée (ADSL) ou sur ondes radio pour les transmissions sans fil : Télévision Numérique Terrestre (Digital Video Broadcasting DVB-T), radio numérique (Digital Audio Broadcasting DAB), WiFi (Wireless Fidelity IEEE 802.11g) et WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access IEEE 802.16).

I.4.1. Le Principe de la modulation OFDM

Le principe de l'OFDM est de transmettre les informations sur plusieurs porteuses orthogonales entre elles, ainsi le spectre du signal présente une occupation optimale de la bande allouée. Comme le montre la (Figure I.12), l'OFDM découpe le canal en cellule selon les axes du temps et des fréquences. A chaque cellule fréquence/temps est attribuée une porteuse dédiée. L'information à transmettre est répartie sur l'ensemble de ces porteuses, modulée chacune à faible débit par une modulation du type QAM. Un symbole OFDM comprend l'ensemble des informations contenues dans l'ensemble des porteuses à un instant t . [6] [4]

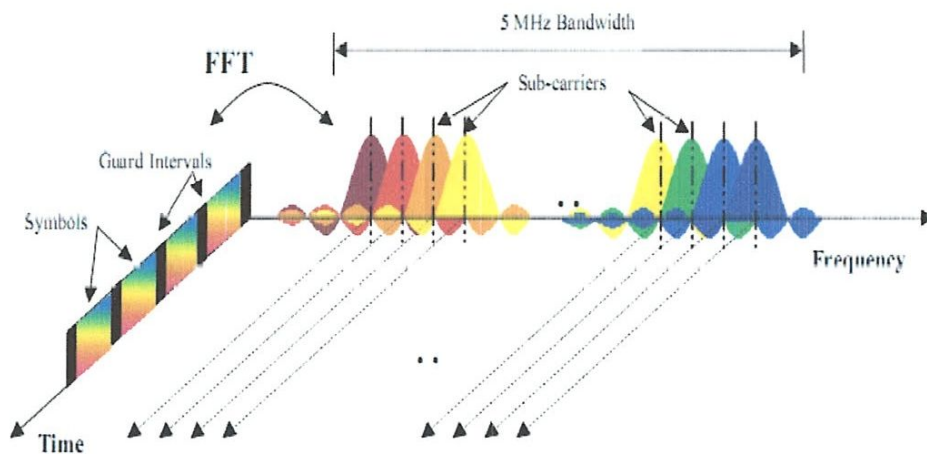


Figure I.12 : Représentation fréquentielle et temporelle d'un signal OFDM. [4]

La technique de transmission OFDM est basée sur l'émission simultanée sur n bandes de fréquence (situées entre 2 et 30 MHz) de N porteuses sur chaque bande. Pour le cas de l'UMTS la bande allouée est de 5 MHz (figure I.12). Le signal est réparti sur les porteuses. Les fréquences de travail sont choisies en fonction des réglementations. Le signal est émis à un niveau assez élevé pour pouvoir monter en débit, et injecté sur plusieurs fréquences à la fois. Si l'une d'elles est atténuée le signal passera quand même grâce à l'émission simultanée. [3]

I.4.2. Notion d'orthogonalité

La différence fondamentale entre les techniques classiques des modulations multi-porteuses et l'OFDM réside dans le fait que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les sous-porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoinrir l'encombrement spectral. Cependant, pour que ce recouvrement n'ait pas d'effet néfaste, les sous porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel. L'utilisation d'un très grand nombre de sous porteuses est une alternative contraignante car nécessitant beaucoup de modulateurs, de démodulateurs et de filtres. Il faut aussi davantage de largeur de bande. Il est heureusement simple de résoudre ces deux problèmes en spécifiant un espacement rigoureusement régulier de ($F=1/T_u$) entre les sous-porteuses, où T_u est la période (utile) du symbole pendant laquelle le récepteur intègre le signal démodulé. Les sous porteuses forment alors un ensemble orthogonal (Fig.I.13).

En considérant d'abord le signal OFDM comme un simple multiplexage en fréquence, la $k^{ème}$ sous-porteuse (en bande de base) peut s'écrire sous la forme : [2] [3] [7]

$$\Psi_k(t) = e^{2jk\omega_u t\Psi} \quad (I.13)$$

Avec $\omega_u = 2\pi/T_u$

Les porteuses doivent satisfaire la condition d'orthogonalité, en l'occurrence :

$$\int_t^{t+T} \Psi_k(t)\Psi_m^*(t)dt \begin{cases} 0 & k \neq m \\ t_\omega & k = m \end{cases} \quad (I.14)$$

Les fonctions $\Psi_k(t)$ forment une base orthogonale de l'espace-temps-fréquence, ce qui permet de récupérer facilement les symboles.

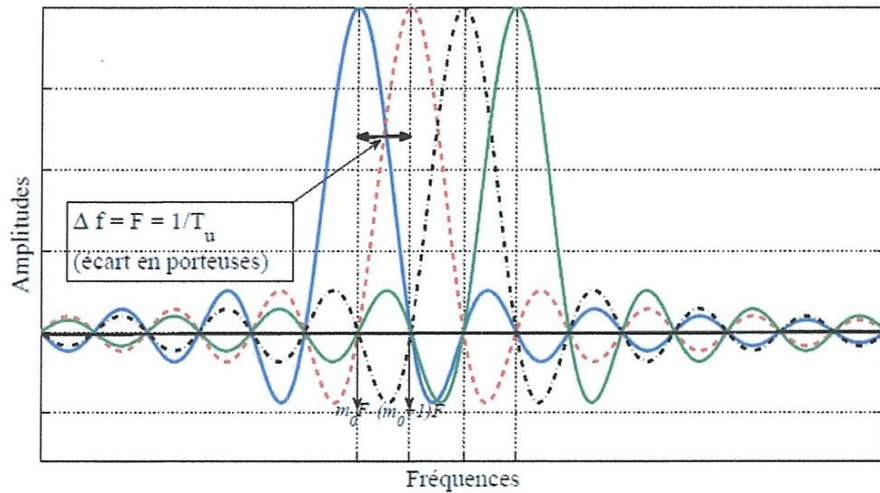


Figure I.13 : Spectre d'un ensemble orthogonal

Les perturbations du canal entraînent généralement une perte d'orthogonalité entre portuses et conduisent à des interférences entre portuses (ICI), ou des interférences entre symboles (ISI). Une solution à ce problème est le fait de séparer les symboles OFDM d'une durée tampon δ (notion d'Intervalle de garde).

I.4.3. Intervalles de garde

Les intervalles de gardes sont nécessaires pour l'orthogonalité entre les portuses lorsque le canal introduit des multi-trajets au signal. Ceux-ci permettent de créer une zone «tampon» dans laquelle seront accumulées les versions retardées susceptibles de produire des interférences. Plusieurs techniques différentes existent pour l'introduction des intervalles de gardes dans la technique OFDM. Il s'agit soit de remplir l'espace de garde entre deux symboles consécutifs par des zéros (technique utilisée pour certaines transmissions Ultra Wide Band UWB), soit d'introduire une extension cyclique du symbole OFDM. L'extension cyclique peut être introduite de deux façons différentes : l'une est nommée préfixe cyclique et l'autre suffixe cyclique. [6] [14]

I.4.3.1. Remplissage par des zéros

C'est une méthode qui consiste à insérer dans l'intervalle de garde des zéros à la place du préfixe et suffixe cyclique. Cette approche est utilisée dans le système UWB. Lorsque

l'intervalle de garde est rempli par des zéros, la longueur du symbole OFDM est plus courte que dans les cas d'attribution de préfixe cyclique et suffixe cyclique.

Aussi la longueur de la fenêtre rectangulaire de transmission est plus courte que pour le cas contenant les préfixes et suffixes cycliques, on aboutit à un spectre correspondant plus large. [7]

Le débit est de $\frac{T_{eff}}{T_{total}} = \frac{T_{eff}}{T_{eff}+T_{cp}}$ à cause de l'intervalle de garde. T_{total} est la durée du symbole OFDM ajouté de l'intervalle de garde.

I.4.3.2. Préfixe cyclique

Le principe du préfixe cyclique est de copier les derniers échantillons d'un symbole et les placer à son début. En utilisant cette technique, on garde une continuité dans le symbole. Le concept permettant de le faire est lié à la nature des transformées (transformées inverses) de Fourier rapide. Lorsque la transformée inverse de Fourier rapide est effectuée pour une période de symbole, la résultante temporelle est elle aussi périodique. C'est un résultat plus ou moins évident puisque la transformée (transformée inverse) de Fourier rapide est une extension de la transformée de Fourier qui est-elle même hérite des séries de Fourier pour un signal périodique.

Le préfixe cyclique est une bonne méthode pour combattre les interférences entre symbole ISI et entre porteuses ICI. Grâce à cette extension, la période du symbole est plus longue. Précisons que bien que la période soit plus longue, cela n'a aucun incident sur le spectre fréquentiel du signal. Aussi longtemps que le bon nombre d'échantillons est pris en réception n'importe où dans le symbole rallongé, l'orthogonalité est maintenue et les interférences éliminées. La (fig.I.14) donne une vue sur le principe d'insertion du préfixe cyclique. [5] [7]

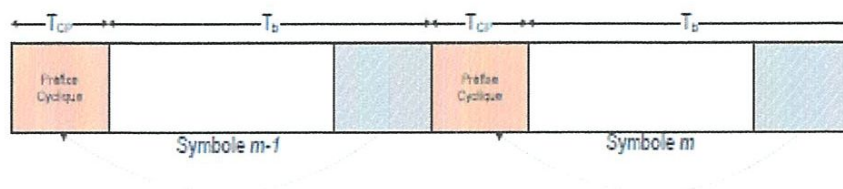


Figure I.14: Insertion du préfixe cyclique. [6]

Il est important de savoir que la longueur du préfixe doit être définie en fonction des délais maximums de retard prévus dans le canal multi-trajet ($\delta \geq \tau_{max}$). En effet, l'idée n'est pas qu'on résolve uniquement le problème d'interférence en utilisant le préfixe, mais aussi d'effectuer une utilisation la plus optimale possible de la bande passante. L'information répétée dans le préfixe crée un gaspillage de bande passante qu'il est important d'amoindrir au maximum.

Typiquement, la durée de l'extension cyclique se situe entre 1/4 et 1/10 du nombre de sous-porteuses. Ceci implique des pertes de bande passante allant respectivement de 20% à 9%. [7]

I.4.3.3. Suffixe cyclique

Le suffixe cyclique est aussi une extension cyclique du symbole OFDM. C'est le même principe de rajout que précédemment sauf que dans ce cas, le suffixe est intégré à la fin du symbole OFDM. Il est utilisé pour éviter l'interférence entre le flot montant et celui descendant dans une communication. Pour choisir sa longueur, on calcule la différence de temps de réception entre le flot montant et celui qui est descendant. [7]

I.4.4. Implémentations numérique

La réalisation analogique d'un modulateur OFDM est très complexe car il faut utiliser un banc de modulateurs/démodulateurs synchronisés et un banc de filtres de mise en forme/filtres adaptés avec un grand nombre de voies. C'est la raison pour laquelle l'OFDM a été proposée pour la première fois dans les années 50 mais très peu utilisée par la suite. Avec les progrès dans les domaines du traitement numérique du signal, ce problème s'est simplifié conduisant à une explosion de l'utilisation de cette technique. [14]

En effet, lorsque les porteuses sont orthogonales et que: $f_n = n/T$ pour

$$n = -N/2 \dots N/2 - 1$$

Le signal généré en bande de base dans l'intervalle de temps $[iT, (i+1)T]$ peut s'écrire de la façon suivante :

$$S_i(t) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} X_{i,n} e^{j2\pi \frac{nt}{T}} \quad \text{I.15}$$

En le discrétisant, nous obtenons :

$$S_i(k) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} X_{i,n} e^{j2\pi \frac{nk}{TN}} \quad ; \quad k = -N/2 \dots N/2 - 1 \quad (I.16)$$

$\{S_i(k)\} \quad k = -N/2 \dots N/2 - 1$ Correspond aux N échantillons du $i^{\text{ème}}$ symbole OFDM. Nous les noterons $\{S_{i,k}\} \quad k = -N/2 \dots N/2 - 1$ Ils peuvent être obtenus grâce à une transformée de Fourier discrète inverse des symboles $\{X_{i,n}\} \quad n = -N/2 \dots N/2 - 1$ à transmettre. En choisissant $N = 2^m$, l'algorithme de calcul rapide de la transformée de Fourier inverse (IFFT) peut être utilisé. Le schéma numérique d'un modulateur OFDM est alors décrit par la (figure I.15).

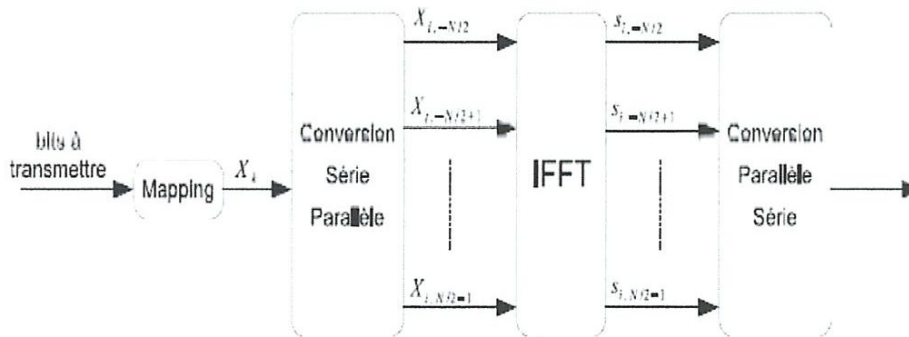


Figure I.15: Schéma de principe du modulateur OFDM numérique.

A la réception, la procédure inverse est appliquée. La démodulation consiste à effectuer une transformée de Fourier discrète directe des symboles reçus. Ceci peut être réalisé à l'aide de l'algorithme de la FFT. La (figure.I.16) décrit le schéma d'un démodulateur OFDM numérique. Nous notons $\{Y_{i,n}\} \quad n = -N/2 \dots N/2 - 1$ Les symboles reçus après la FFT du récepteur, correspondant aux symboles émis $\{X_{i,n}\} \quad n = -N/2 \dots N/2 - 1$ Placés avant l'IFFT de l'émetteur. [4]

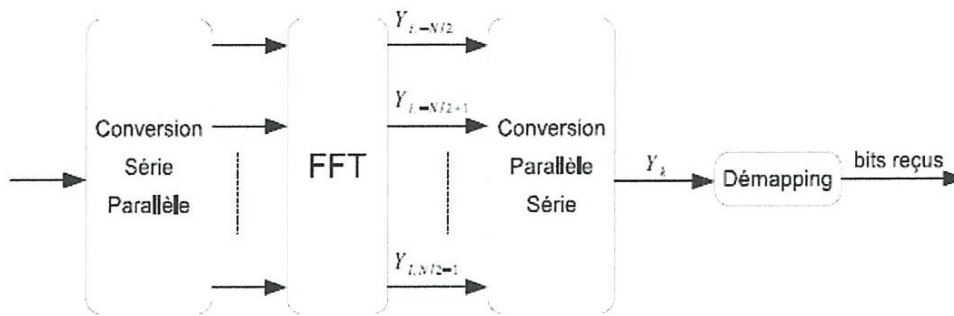


Figure I.16 : Schéma de principe d'un démodulateur OFDM numérique.

I.4.5. Avantages et inconvénients

L'OFDM possède un net avantage sur la technique de modulation mono-porteuse. Pour une modulation mono-porteuse en respectant le critère de Nyquist pour avoir un débit de R_s il faut une bande minimale $R_s/2$ [Hz]. Ainsi on gaspille énormément de bande passante pour avoir du haut débit. Ce qui n'est pas le cas dans les transmissions multi-porteuses. Un autre point est celui de l'égalisation qui est très complexe en réception pour la transmission mono-porteuse. Comme technique des modulations multi-porteuses, le multiplexage orthogonal par division fréquentielle (OFDM) est très approprié pour l'amointrissement des phénomènes tel que le multi-trajet et l'utilisation optimale de la bande passante. [5] [7] Ses avantages les plus connus sont:

- Egalisation peu complexe : obtenue grâce à l'ajout d'un intervalle de garde.
- Encombrement spectral optimal : obtenu grâce à la condition d'orthogonalité.
- Canal invariant localement : obtenu car la bande passante de chaque sous-porteuse est choisie petite devant la bande passante totale du signal OFDM. On obtient donc un évanouissement fréquentiel lent du canal.
- Algorithme de la modulation simple et bien connu : la FFT (Fast Fourier Transform).
- Un bon codage et un bon entrelacement permettent une meilleure qualité de la transmission.

Néanmoins, la modulation OFDM présente également quelques inconvénients :

- Difficulté de conserver une bonne orthogonalité : il faut par exemple savoir régler très précisément l'accord en fréquence entre les oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur.
- La sensibilité aux erreurs de synchronisation causée par le mouvement du récepteur ou des perturbations dans le canal.
- Fluctuation importante de l'enveloppe qui implique une dynamique élevée.
- Le rapport puissance maximale et puissance moyenne du signal: PAPR élevé. [11] [6]

I.4.6 Le facteur PAPR

La séquence de données du domaine fréquentiel $x = \{x(k)\}$ sont des variables aléatoires indépendantes, identiques et en raison du théorème de limite centrale, un petit pourcentage d'échantillons de sortie prendra de très grandes grandeurs. Cela aboutit au problème PAPR bien connu des systèmes OFDM. En général, le PAPR (χ) de la séquence de domaine temporel

$x = \{x[n]\}$ est défini comme le rapport entre la puissance instantanée maximale et sa puissance moyenne:

$$\chi = PAPR\{x\} = \frac{\max(|x|^2)}{E\{|x|^2\}} \quad (I.17)$$

Où $E\{\cdot\}$ désigne la valeur attendue. Dans la littérature, la façon la plus courante d'évaluer le PAPR est de déterminer la probabilité que ce PAPR dépasse un certain seuil χ_0 . Ceci est représenté par la fonction de répartition cumulative complémentaire (CCDF), qui est une variable aléatoire, comme suit:

$$CCDF(\chi) = prob(\chi^l \leq \chi_0) = 1 - 1(1 - e^{-\chi_0})^N \quad (I.18)$$

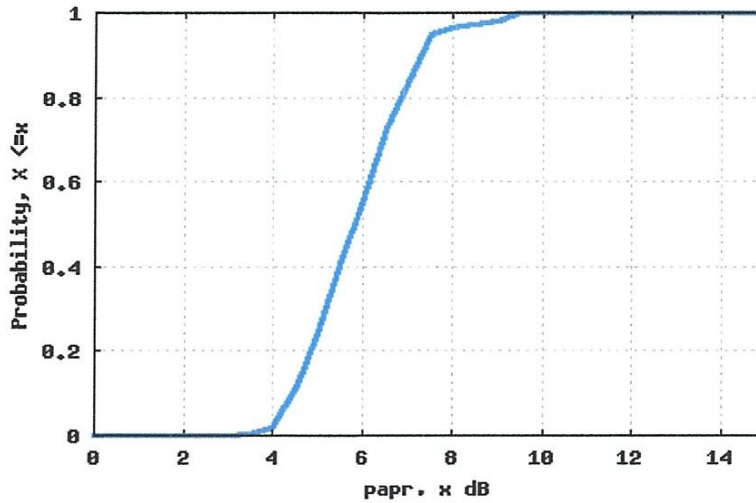


Figure I.17 : La CCDF d'OFDM

I.5. Conclusion

L'OFDM est utilisée pour la transmission à haut débit sur des fréquences radioélectriques dans des environnements à parcours multiples. L'information est répartie en petits blocs de données qui sont chacun affectés à des porteurs fréquentiels orthogonaux. L'avantage de ce processus est de pouvoir récupérer l'information transmise même si plusieurs échos ont affectés la transmission radioélectrique. Cette technique de modulation avait bien le mérite d'être adoptée par les systèmes de communication sans fils de quatrième génération (4G) offrant aux utilisateurs des services supplémentaires de type multimédia asymétriques.

Malgré tous ses avantages c'est une technique qui ne peut pas répondre aux exigences du ultra haut débit comme la 5G à cause des énormes pertes en efficacité spectrale. Alors pour cela les chercheurs ont fait appel à d'autres techniques multiporteuses parmi lesquelles celle qui a eu le plus de crédit est FBMC/OQAM, que nous allons étudier dans le chapitre prochain.

Chapitre II :

Etude d'un système FBMC/OQAM

II.1 Introduction

La modulation multiporteuse a marqué son importance au cours des dernières décennies pour la réalisation de systèmes de communication à large bande. Sur la base de l'envoi de flux d'informations parallèles dans le domaine fréquentiel sur différentes fréquences centrales, la modulation multiporteuse a montré son potentiel pour transmettre de grandes quantités d'informations sur un canal tout en améliorant la robustesse du système de communication contre diverses déficiences.

Parmi les techniques existantes de modulation multiporteuse, OFDM est celle qui a attiré beaucoup plus d'attention. Parce que chaque signal de sous-porteuse peut être démodulé en l'absence d'interférence inter-canaux (ICI) et d'interférence inter-symboles (ISI) qui est obtenue en transmettant la redondance sous la forme d'un préfixe cyclique (CP). Cependant, cela est associé à la réduction de l'efficacité spectrale et aussi dans certaines applications telles que la radio cognitive et la liaison montante des systèmes de modulations multiporteuses, l'OFDM peut être un système non optimal. Une solution à ce problème est d'utiliser une autre approche multiporteuse appelée FBMC/OQAM.

Dans le système FBMC/OQAM, un ensemble de filtres de synthèse et d'analyse sont conçus de telle sorte qu'ils possèdent à la fois une sélectivité spectrale adéquate qui lui permet une efficacité excellente de la bande passante. Bien que chaque filtre puisse être conçu individuellement, une approche plus efficace consiste à concevoir un filtre passe-bas prototype unique et à le moduler à plusieurs fréquences centrales spécifiées pour générer des versions identiques mais décalées dans la fréquence qui sont les filtres de synthèse $g_k(m)$ et les filtres d'analyse $f_k(m)$. Habituellement, les filtres sont uniformément espacés, conçus pour être hautement sélectifs en fréquence afin de minimiser les interférences entre les sous-porteuses adjacentes, et qui peuvent être empilés d'une façon impaire ou paire.

Ce présent chapitre sera consacré à l'étude d'un système FBMC qui utilise la modulation Offset QAM, (FBMC/OQAM).

II.2 La structure du système FBMC/OQAM

La structure générale du système *FBMC / OQAM* est illustrée dans la (Figure II.1) qui se compose de plusieurs blocs de traitement principaux. Du côté de l'émetteur, il se compose d'un bloc de prétraitement *OQAM* suivi d'un banc de filtre de synthèse *SFB*. Du côté du

récepteur, il se compose d'un banc de filtre d'analyse *AFB* suivi d'un bloc de post-traitement *OQAM*. [22] [18] [23]

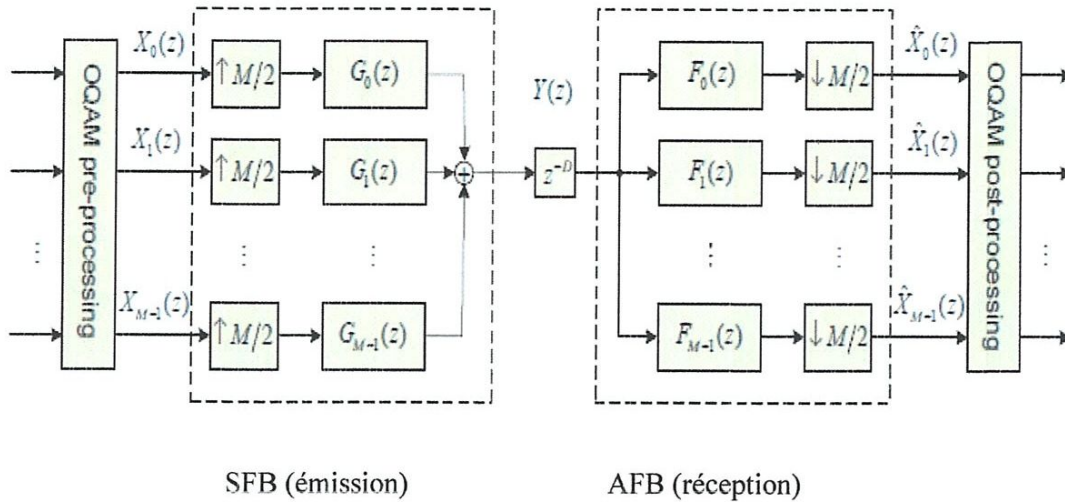
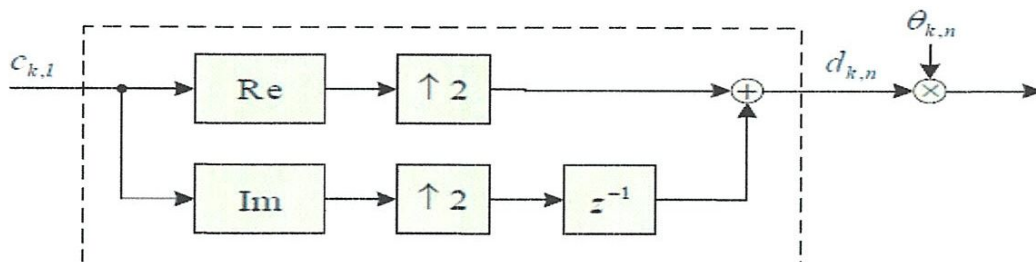


Figure II. 1: Schéma fonctionnel général du système FBMC / OQAM. [22]

II.2.1 Les blocs de pré/post-traitement OQAM

Notre système *FBMC* transmet des symboles *OQAM* au lieu des symboles conventionnels *QAM*. Le bloc de prétraitement, qui est une simple transformation entre les symboles *QAM* et *OQAM*, est illustré à la (Figure II-2). Comme La première opération est une simple conversion de complexe à réelle, où la partie réelle et la partie imaginaire d'un symbole complexe $C_{k,l}$ sont séparées pour former deux nouveaux symboles réels notés $d_{k,2l}$ et $d_{k,2l+1}$. L'ordre de ces nouveaux symboles dépend du nombre de sous-canaux utilisés, c'est-à-dire la conversion s'effectue d'une façon différente pour les sous-canaux pairs et impairs. La conversion complexe-réelle a pour effet d'augmenter le taux d'échantillonnage d'un facteur de 2. La deuxième opération est la multiplication par une séquence $\theta_{k,n}$. [18]



Conversion complexe-réelle (pour k pairs) (a)

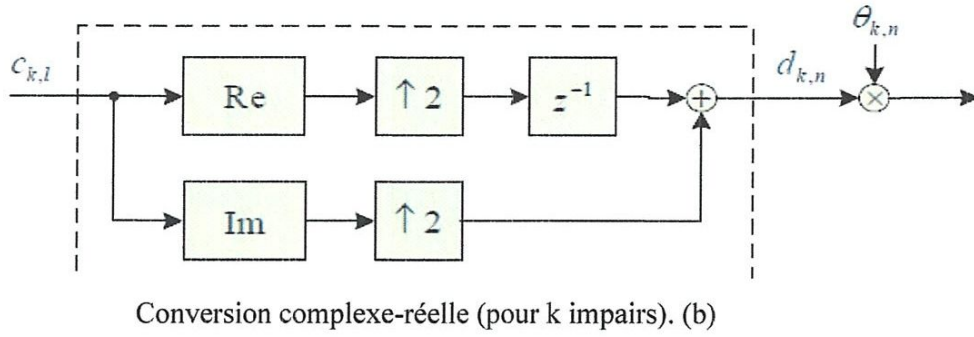


Figure II. (a) et (b) Bloc de prétraitement OQAM. [22]

Le choix possible de cette séquence est

$$\theta_{k,n} = j^{(k+n)} \quad (II.1)$$

Cependant, il convient de noter que les signes de la séquence peuvent être choisis arbitrairement, mais le modèle d'échantillons réels et imaginaires doit suivre la définition ci-dessus. Une séquence alternative serait :

$$\theta_{k,n} = \begin{cases} 1, j, 1, j, \dots \dots \dots \text{pour les } k \text{ pairs} \\ j, 1, j, 1, \dots \dots \dots \text{pour les } k \text{ impairs} \end{cases} \quad (II.2)$$

Quoi qu'il en soit, les signaux d'entrée seront purement réels ou purement imaginaires alternativement après le passage par le bloc de prétraitement OQAM.

Le bloc de post-traitement est représenté sur la (Figure II-3) où on a encore deux structures légèrement différentes dépendent de la parité du numéro de sous-porteuse « k ». La première opération est la multiplication par la séquence $\theta_{k,n}^*$ (θ conjuguais) qui est suivie par l'opération de prise de la partie réelle. La deuxième opération est une conversion réelle à complexe, dans laquelle deux symboles réels successifs (avec un multiplié par le nombre complexe « j ») forment un symbole complexe $\hat{C}_{k,n}$. La conversion réelle à complexe diminue le taux d'échantillonnage par un facteur de 2.

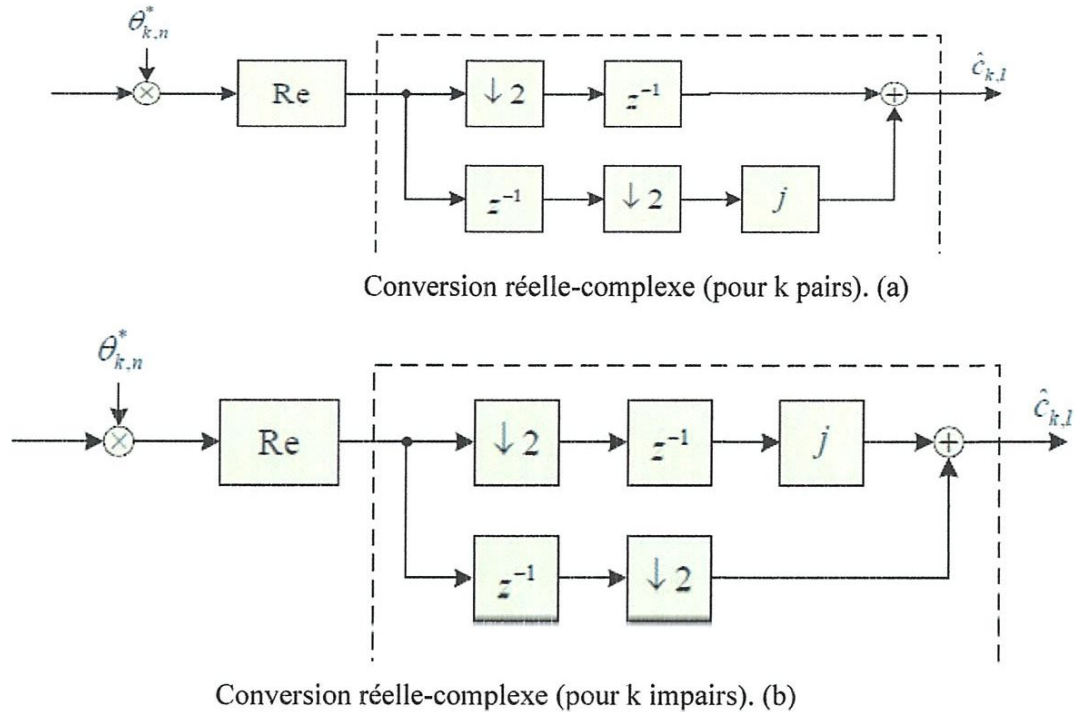


Figure II. 2: (a) et (b) Section de post-traitement OQAM [22]

II.2.2 Les Bancs de Filtrés de synthèse et d'Analyse

Un banc de filtres de synthèse en forme directe est constituée de : M échantillonneurs et de M filtres de synthèse. Comme le montre la (figure II-1), les signaux d'entrée $X_k(z)$, où $k = 0, 1, \dots, M - 1$, sont d'abord échantillonnés par un facteur de $M / 2$ puis filtrés avec des filtres de synthèse $G_k(z)$. Le signal de sortie du *SFB* est formé lorsque tous les sous-signaux sont ajoutés ensemble (addition avec cumul).

De même un banc de filtres d'analyse en forme direct est construit en utilisant M filtres d'analyse et M sous-échantillonneurs comme indiqué sur la (Figure II-1). Le signal d'entrée $Y(z)$ est d'abord filtré par les filtres d'analyse $F_k(z)$ et ces signaux sont ensuite sous-échantillonnés par un facteur de $M / 2$ pour former les signaux de sortie $\hat{X}_k(z)$.

Dans le cas de la classe choisie de bancs de filtres modulés complexes, tous les filtres de sous-canaux peuvent être générés à partir d'un seul filtre prototype passe-bas de phase linéaire à valeur réelle $p[m]$ en utilisant une modulation exponentielle. En raison de la fonction de modulation, les filtres des sous-canaux résultants sont de natures complexes et

la plage de fréquence convenable sera $[-\pi ; \pi]$. En règle générale, on peut envisager deux types différents d'empilements des bancs de filtres, à savoir des bancs de filtres empilés pairs et des bancs de filtres empilés impairs. Les fréquences centrales des filtres des sous-canaux de rang « k » sont $\omega_k = \frac{2k\pi}{M}$ et $\omega_k = \frac{(2k+1)\pi}{M}$ pour les bancs des filtres empilés pairs et impaires, respectivement [23]. Dans notre étude on va utiliser des bancs de filtres empilés pairs.

Le k^{ieme} filtre de synthèse $g_k(m)$ peut être exprimé comme suit : [18]

$$g_k(m) = p[m] \exp\left(j \frac{2\pi k}{M} \left(m - \frac{L_p-1}{2}\right)\right) \quad (II.3)$$

Où $m = 0, 1, \dots, L_p - 1$, M est le nombre de sous-canaux, généralement en puissance de 2, et L_p désigne la longueur du filtre prototype qui est $L_p = KM - 1$, Où K est le facteur de recouvrement dans le domaine temporel.

En outre, le k^{ieme} filtre d'analyse $f_k(m)$ est simplement une version conjuguée inversée en temps et complexe du filtre de synthèse correspondant :

$$\begin{aligned} f_k(m) &= g_k^*[L_p - 1 - m] & (II.4) \\ &= p^*[L_p - 1 - m] \exp^* \left(\frac{j2\pi k}{M} \left(L_p - 1 - m - \frac{L_p-1}{2} \right) \right) \\ &= p[L_p - 1 - m] \exp^* \left(\frac{j2\pi k}{M} \left(-m + \frac{L_p-1}{2} \right) \right) \\ &= p[L_p - 1 - m] \exp^* \left(\frac{-j2\pi k}{M} \left(m - \frac{L_p-1}{2} \right) \right) \\ &= [L_p - 1 - m] \exp \left(\frac{j2\pi k}{M} \left(m - \frac{L_p-1}{2} \right) \right) \end{aligned}$$

II.3 Mise en œuvre efficace des structures des bancs de filtres

L'implémentation de la forme directe de la **figure II-1** n'est pas très commode pour des applications pratiques car les opérations de filtrage sont effectuées au taux

d'échantillonnage élevé, ce qui entraîne une quantité considérable de calculs inutiles. Heureusement, il existe diverses structures efficaces pour implémenter les bancs de filtres, parmi lesquelles les structures polyphasées.

L'avantage principal des structures polyphasées est qu'elles peuvent offrir des simplifications énormes car les opérations de filtrage se font au taux d'échantillonnage plus bas et aucun calcul inutile n'est effectué. [22]

II.3.1 La structure polyphasée du banc de filtres de synthèse

Dans le cas des bancs de filtres modulés, le nombre de branches de filtres polyphasées dépend de la périodicité de la fonction de modulation. La périodicité de la fonction de modulation utilisée dans les équations. (3) et (4), c'est-à-dire,

$$\begin{aligned} \xi_k(m) &= \exp\left(j \frac{2\pi k}{M} \left(m - \frac{L_p-1}{2}\right)\right) \\ &= \exp\left(j \frac{2k\pi}{M} \left(\frac{L_p-1}{2}\right)\right) \exp(j \frac{2\pi k m}{M}) \\ &= \beta_k \gamma_k[m] \end{aligned} \quad (II.5)$$

Ici, nous pouvons exprimer $\gamma_k(m)$ et β_k séparément comme suit :

$$\gamma_k[m] = \exp(j \frac{2\pi k m}{M}) \quad (II.6)$$

$$\beta_k[n] = (-1)^{kn} \exp(-j \frac{2\pi k}{M} \left(\frac{L_p-1}{2}\right)) \quad (II.7)$$

Notez que nous ajoutons un terme supplémentaire simple $(-1)^{kn}$ à β_k pour qu'il soit possible de basculer en fréquence tous les signaux des sous-canaux autour de la fréquence zéro.

Supposons maintenant :

$$m = q + tM \quad (II.8)$$

Où, $q = 0, 1, \dots, M-1$ et $t = 0, 1, \dots, k-1$

Parce que $\gamma_k(m) = \gamma_k[q + tM]$, Alors le k^{ieme} filtre de synthèse $G_k(z)$ peut être exprimé sous la forme de filtres polyphasés comme suit :

$$\begin{aligned}
 G_k(z) &= \sum_{m=0}^{L_p-1} p[m]\xi_k[m]Z^{-m} & (II.9) \\
 &= \sum_{q=0}^{M-1} \sum_{t=0}^{K-1} p[q + tM]\beta_k\gamma_k[q + tM]Z^{-(q+tM)} \\
 &= \sum_{q=0}^{M-1} \beta_k\gamma_k[q + tM]Z^{-q} \sum_{t=0}^{K-1} p[q + tM]Z^{-tM} \\
 &= \beta_k \sum_{q=0}^{M-1} \gamma_k[q]Z^{-q} A_q(Z^M)
 \end{aligned}$$

Maintenant, tous les filtres de synthèse peuvent être représentés de manière compacte en utilisant la notation matricielle suivante : [18] [23]

$$G(Z) = \beta \cdot w \cdot A(Z) \cdot O(Z) \quad (II.10)$$

Où :

$$\begin{aligned}
 G(z) &= [G_0(Z)G_1(Z) \dots \dots G_{M-1}(Z)]^T \\
 \beta &= diag[\beta_0\beta_1 \dots \dots \beta_{M-1}] \\
 W &= M\gamma_k(q) & (II.11) \\
 A(Z) &= diag[A_0(Z)A_1(Z) \dots \dots A_{M-1}(Z)] \\
 O(Z) &= [1 Z^{-1} \dots \dots Z^{-(M-1)}]^T
 \end{aligned}$$

Le point de départ de la structure polyphasée est le banc de filtres de synthèse directe illustrée à la figure II-1. Les signaux de sortie sans sous-échantillonnage peuvent être écrits à l'aide de notations matricielles comme :

$$Y(z) = G^T(z).X(z^{M/2}) \tag{II.12}$$

$$= (B.W.A(z^M).c(z))^T.X(z^{M/2})$$

$$= c^T(z).A(z^M).W.B.X(z^{M/2})$$

Où $X(z^{M/2}) = [X_0(z^{M/2}) X_1(z^{M/2}) \dots X_{M-1}(z^{M/2})]^T$ et les autres matrices sont définies dans l'équation (11). L'équation ci-dessus peut être interprétée de telle sorte que le banc de filtre de synthèse consiste en des échantillonneurs par $M / 2$, β_k -multiplicateurs, IDFT, les filtres polyphasés $A_q(z^M)$ et la chaîne de retard. Tous les échantillonneurs peuvent être déplacés à travers des β_k -multiplicateurs, IDFT et des filtres polyphasés [24]. La structure de mise en œuvre polyphasée résultante est illustrée à la Figure II-4. [22]

On peut remarquer que les échantillonneurs et la chaîne à retard constituent un convertisseur parallèle-à-série (P / S) avec un chevauchement de $M / 2$, parce que le nombre de branches est M et que le facteur de sur-échantillonnage n'est que $M/2$. [22][18]

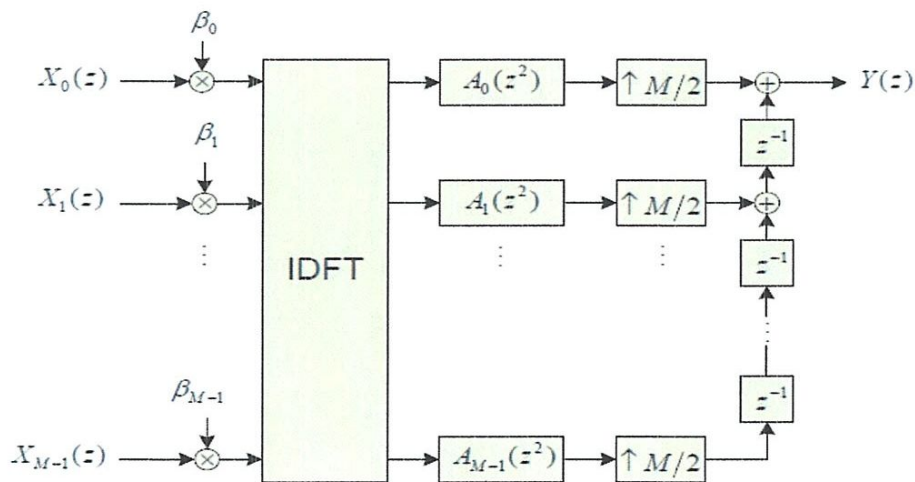


Figure II. 3: Mise en œuvre polyphasée du SFB. [22]

II.3.2 La structure polyphasée du banc de filtres d'analyse

Les filtres d'analyse sont définis en utilisant exactement la même équation que les filtres de synthèse. Par conséquent, la décomposition polyphasée du filtre d'analyse peut être directement écrite comme suit:

$$\begin{aligned}
 F_k(z) &= \sum_{m=0}^{L_p-1} h_p[m] e_k(m) Z^{-m} \\
 &= \sum_{q=0}^{M-1} \beta_k \gamma_k(q) Z^{-q} A_q(Z^M)
 \end{aligned} \tag{II.13}$$

En outre, tous les filtres d'analyse peuvent être écrits en utilisant la notation matricielle comme suit :

$$F(z) = B.W.A(z^M).c(z) \tag{II.14}$$

Où

$$F(z) = [F_0(z)F_1(z) \dots \dots F_{M-1}(z)]^T \tag{II.15}$$

Et les autres termes sont les mêmes que dans l'équation (II.11).

Le point de départ de la structure polyphasée est le banc de filtre d'analyse de forme directe illustré à la figure II-1. Les signaux de sortie peuvent être écrits en utilisant des notations matricielles comme :

$$\begin{aligned}
 \hat{X}(z^{M/2}) &= F(z^M).Y(z) \\
 &= B.W.A(z^M).c(z).Y(z)
 \end{aligned} \tag{II.16}$$

Où $\hat{X}(z^{M/2}) = [\hat{X}_0(z^{M/2})\hat{X}_1(z^{M/2}) \dots \dots \hat{X}_{M-1}(z^{M/2})]^T$ et autres matrices sont définies par l'équation (11).Le banc de filtre d'analyse peut être interprétée comme consistant en une chaîne à retard, une *IDFT*, des β_k -multiplicateurs et des sous-échantillonneurs par $M / 2$. Naturellement, les sous-échantillonneurs par $M / 2$ peuvent être déplacés à travers les β_k -multiplicateurs, *IDFT*, et les filtres polyphasés. La structure de mise en œuvre polyphasée qui en résulte est très semblable à celle du banc de filtre de synthèse

comme on peut le voir sur la Figure II-5. Les mêmes blocs de traitement principaux que dans le cas du banc de filtres de synthèse sont utilisés mais en ordre inversé.

On remarque que la chaîne à retard et les sous-échantillonneurs forment un convertisseur série-à-parallèle (S/P) avec un chevauchement de $M/2$. C'est parce que le nombre de branches est M et que le facteur de sous-échantillonnage n'est que $M/2$. [22]

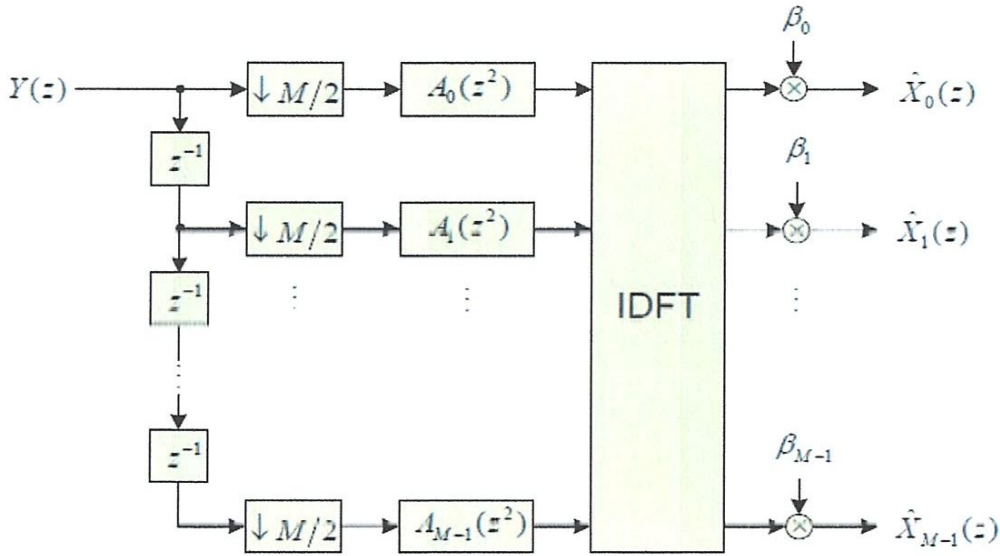


Figure II. 5: Mise en œuvre polyphasée efficace du AFB [22]

II.4 L'AFB basé sur DFT

La structure de l'AFB précédemment présentée est basée sur IDFT. Afin de fournir une meilleure compatibilité avec OFDM, l'AFB devrait être basé sur DFT. Dans ce cas, deux modifications supplémentaires sont nécessaires. Tout d'abord, la chaîne à retards et les filtres polyphasés sont retournés à l'envers. De plus, des nouveaux $\hat{\beta}_k$ -multiplicateurs doivent être définis de telle sorte que les implémentations basées sur IDFT et DFT fournissent le même signal de modulation multiporteuse.

Dans la structure basée sur IDFT, si on note les échantillons d'entrée à IDFT par x_k et les échantillons de sortie du AFB par z_k , tandis que les échantillons de sortie AFB seront \tilde{z}_k dans la structure DFT. Maintenant, les échantillons de sortie peuvent être écrits comme suit :

$$z_k = \left(\sum_{n=0}^{M-1} \exp(j \frac{2\pi kn}{M}) \cdot x_n \right) \beta_k \quad (II.17)$$

Et on a :

$$\begin{aligned} \tilde{z}_k &= \left(\sum_{n=0}^{M-1} \exp(-j \frac{2\pi kn}{M}) \cdot x_{M-1-n} \right) \cdot \beta_k \\ &= \left(\sum_{n=0}^{M-1} \exp(-j \frac{2\pi k(M-1-n)}{M}) \cdot x_n \right) \cdot \hat{\beta}_k \end{aligned} \quad (II.18)$$

Pour satisfaire à la condition $\tilde{z}_k = z_k$, il faut :

$$\begin{aligned} \hat{\beta}_k &= \exp(j \frac{2\pi kn}{M}) \exp(j \frac{2\pi k(M-1-n)}{M}) \beta_k \\ &= \exp(-j \frac{2\pi k}{M}) \beta_k \\ &= \exp\left(-j \frac{2\pi k}{M} \left(\frac{l_p + 1}{2}\right)\right). \end{aligned} \quad (II.19)$$

L'AFB résultant basé sur DFT est illustré à la Figure II-6.

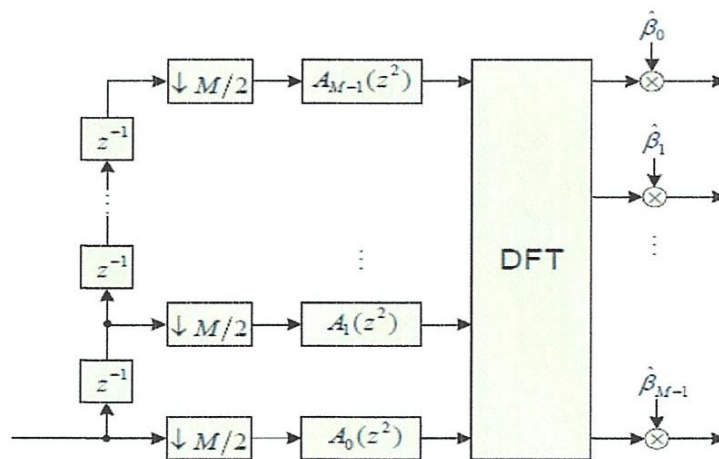


Figure II. 5: Application efficace du banc de filtre d'analyse basé sur la DFT. [22]

II.5. La complexité de calcul de FBMC-structure polyphasée

La structure polyphasée réduit la complexité de calcul du modèle de système par rapport à la structure générale du système *FBMC / OQAM* non polyphasée. Lorsque la structure polyphasée est incluse dans le système *FBMC / OQAM*, le nombre total de multiplications réelles pour *SFB* (O_{SFB}) est la somme des multiplications dans chaque bloc [23]: OQAM-prétraitement, β_k -multiplicateurs, l'*IFFT* à M points et la section des filtre polyphasée des M branches, c'est-à-dire :

$$O_{SFB} = 2(2M + (M \log_2(M) - 3) + 2KM) \quad (II.20)$$

La première multiplication par 2 c'est puisque le symbole *QAM* complexe est séparé en deux symboles *OQAM*. La complexité de l'*AFB* est égale à la complexité de *SFB* car des blocs de traitement similaires sont utilisés mais dans l'ordre inverse. Ainsi, la complexité totale du système *FBMC / OQAM* sera :

$$O_{FBMC/OQAM}^{with_polyphase} = O_{SFB} + O_{AFB} = 4(2M + (M \log_2(M) - 3) + 2KM) \quad (II.21)$$

Lorsque la structure polyphasée n'est pas utilisée dans le système *FBMC / OQAM*, le nombre total de multiplications réelles pour *SFB* est :

$$O_{SFB} = 2(M.KM) \quad (II.22)$$

Ensuite, la complexité totale du système *FBMC / OQAM* sera :

$$O_{FBMC/OQAM}^{without_polyphase} = O_{SFB} + O_{AFB} = 4(M.KM) \quad (II.23)$$

Le nombre de multiplications réelles en fonction du nombre de sous-canaux dans le cas de *FBMC/OQAM* avec différentes valeurs du facteur de recouvrement est montré dans la **Figure II.7** :

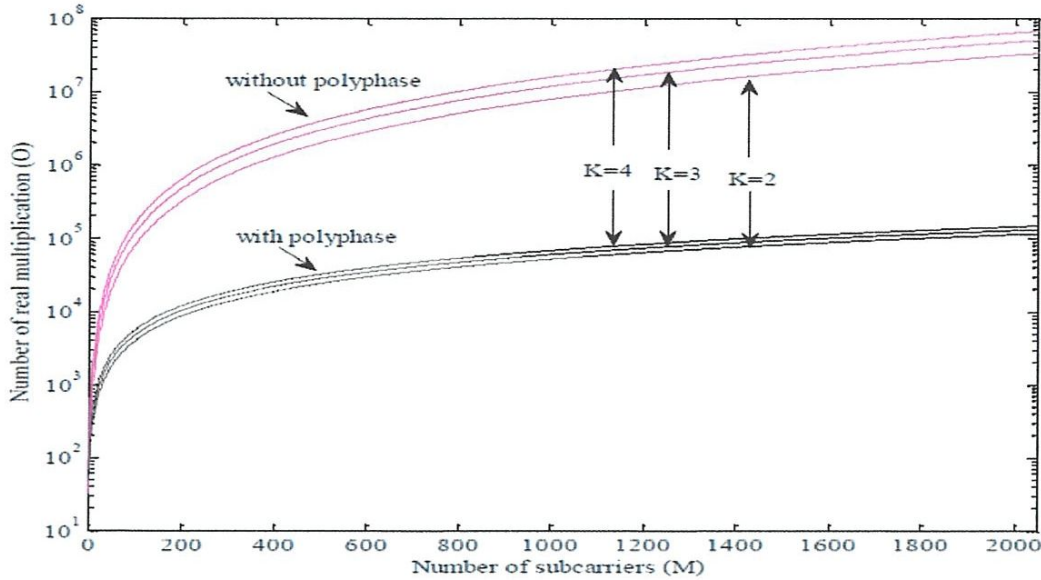


Figure II. 7: Nombre de multiplications réelles en fonction du nombre de sous-canaux pour FBMC/OQAM. [23]

II.6. Le filtre prototype

L'idée principale de la FBMC/OQAM étant de transmettre des symboles offset-QAM (OQAM) où un décalage d'une demi-période symbole $T/2$ est introduit entre la partie réelle et la partie imaginaire d'un symbole QAM donné. La seconde spécificité est que si la partie imaginaire est retardée de $T/2$ sur une sous-porteuses, c'est la partie réelle qui sera retardée sur la sous-porteuse suivante. Le signal FBMC/OQAM en temps continu et en bande de base peut être écrit sous la forme suivante:

$$S(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} f\left(t - \frac{nT}{2}\right) e^{j\frac{2\pi}{T}mt} e^{j\varphi_{m,n}} \quad (\text{II. 24})$$

Où $a_{m,n}$ sont les symboles réels issus d'une modulation PAM (Pulse Amplitude Modulation), $f(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre prototype et la phase $\varphi_{m,n}$ est définie par :

$$\varphi_{m,n} = \frac{\pi}{2}(m+n) - \pi mn \quad (\text{II. 25})$$

Dans un canal parfait, le signal à la sortie du récepteur s'écrit comme suit :

$$\hat{a}_{m,n} = \sum_{m'=0}^{N-1} \sum_{n'=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_e \left[a_{m',n'} f \left(t - \frac{nt}{2} \right) f \left(t - \frac{n'T}{2} \right) e^{j\frac{2\pi}{T}(m'-m)t} e^{j(\varphi_{m',n'} - \varphi_{m,n})} dt \right] \dots\dots\dots(II.26).$$

Ainsi, la condition d'orthogonalité dans un système FBMC/OQAM ayant une largeur de $1/T$ pour chaque sous-porteuse est donnée par :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f \left(t - \frac{nT}{2} \right) f \left(t - \frac{n'T}{2} \right) \cos \left(\frac{2\pi}{T} (m' - m)t + \varphi_{m',n'} - \varphi_{m,n} \right) dt = \delta_{m,m'} \delta_{n,n'} \quad (II.27)$$

En présence des trajets multiples $h(t)$, le signal à l'entrée du récepteur devient :

$$r(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} e^{j\varphi_{m,n}} \sum_{i=0}^{L-1} h_i f \left(t - \frac{n_i T}{N} \right) e^{j\frac{2\pi}{T}m(t - \frac{n_i T}{N})} e^{j\frac{2\pi}{T}m(t - \frac{n_i T}{N})} \quad (II.28)$$

En général, la longueur du filtre prototype $f(t)$ est un multiple de la période symbole T . Par conséquent, la bande occupée par ce filtre est plus petite que la bande de cohérence du canal $B_c = 1/(2\tau_{ds})$. Ce qui implique :

$$f \left(t - \frac{nT}{2} - \tau \right) \approx f \left(t - \frac{nT}{2} \right), \quad \tau \in [0, \tau_{ds}] \quad (II.29)$$

Le signal $r(t)$ peut donc être réécrit sous la forme suivante :

$$r(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} e^{j\varphi_{m,n}} f \left(t - \frac{nT}{2} \right) e^{j\frac{2\pi}{T}mt} H(m) \quad (II.30)$$

Étant donné que le filtre prototype est bien localisé en temps et en fréquence, l'intégrale

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f \left(t - \frac{nT}{2} \right) f \left(t - \frac{n_0 T}{2} \right) e^{j\frac{2\pi}{T}(m-m_0)t} dt \quad (II.31)$$

tend rapidement vers 0 avec l'augmentation de $|n - n_0|$ et $|m - m_0|$. Le signal à la sortie du filtre de réception de la sous-porteuse m_0 à l'instant n_0 est donc donné par:

$$y_{m_0, n_0} = H(m_0) \sum_{l \in \Omega_{\Delta m}} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} e^{j(\varphi_{m_0+l,n} - \varphi_{m_0, n_0})} \int_{-\infty}^{+\infty} f\left(t - \frac{nT}{2}\right) f\left(-\frac{n_0T}{2}\right) e^{j\frac{2\pi}{T}lt} dt$$

.....(II.32)

Finalement, le signal émis est reconstruit après la décision OQAM sous l'hypothèse d'une parfaite égalisation de canal.

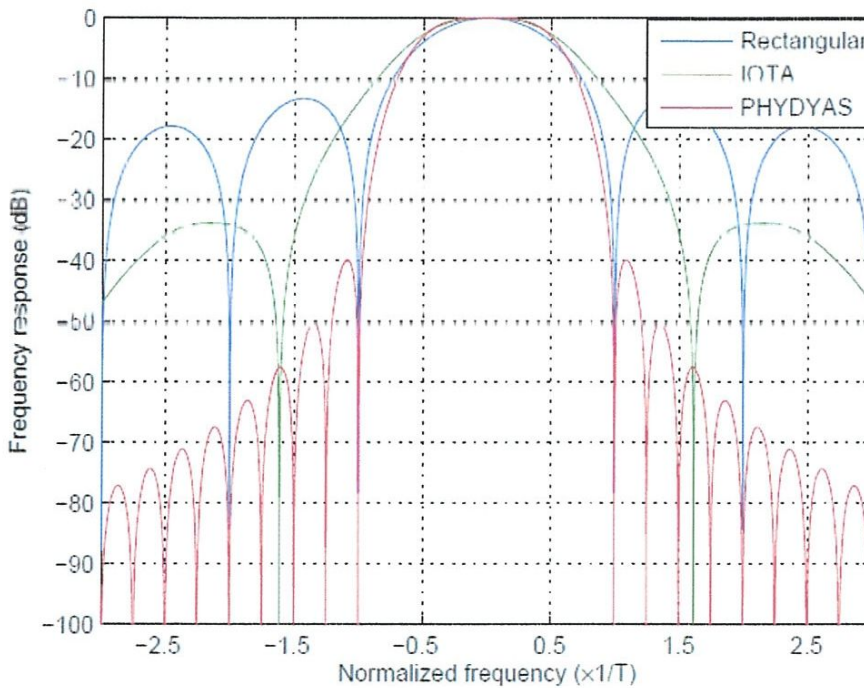


Figure II. 7: Les réponses en fréquence des formes d'ondes : PHYDYAS, IOTA et Rectangulaire. [5]

Le transmultiplexeur FBMC/OQAM peut être efficacement implémenté en utilisant la représentation polyphasée du filtre prototype comme vu précédemment. Concernant le choix du filtre prototype, nous avons considéré le filtre prototype de PHYDYAS proposé

par Bellanger [22]. La propriété la plus importante de ce filtre est qu'il est bien localisé en temps et en fréquence. [27]

II.7 Le facteur PAPR

Etant un système de modulation MCM, malheureusement cette technique souffre aussi d'un facteur de PAPR légèrement supérieur à celui de l'OFDM.

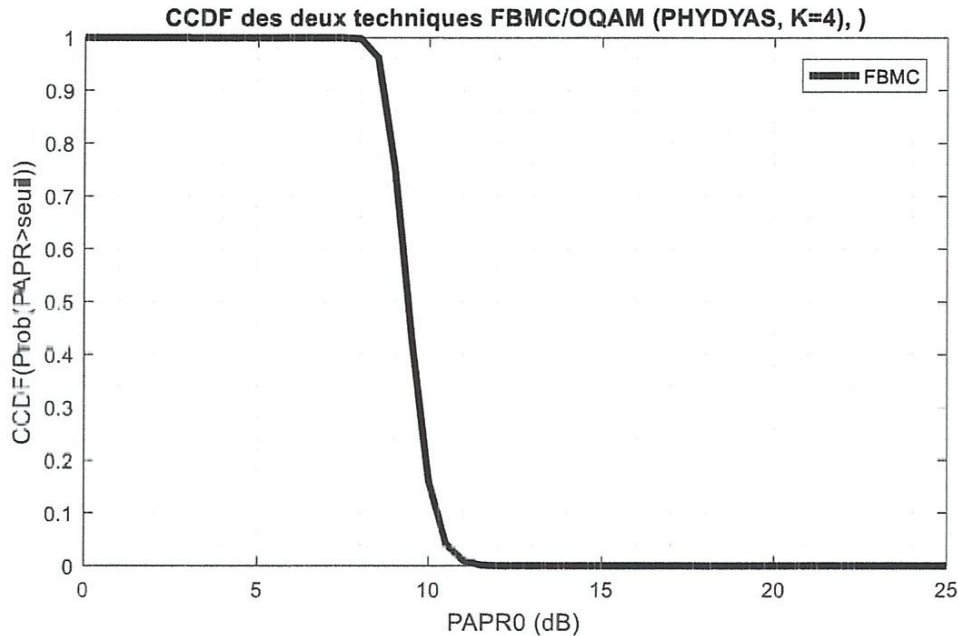


Figure II. 8: La CCDF de FBMC/OQAM

II.8 Conclusion

Comme nous l'avons présenté dans le chapitre précédent, l'OFDM avec tous ses inconvénients. Ses limites en termes d'efficacité ont favorisé le développement d'autres techniques multi-porteuses pour la 5G. La technique FBMC/OQAM, contrairement à l'OFDM, ne nécessite pas de préfixe cyclique, exploite la totalité de la période de symbole et possède de faibles lobes latéraux. Néanmoins cette technique a une complexité légèrement plus élevée, qui est tout à fait réduite en utilisant une structure de filtre polyphasée. Tous ces avantages qu'elle offre prouvent que cette technique de modulation FBMC/OQAM est un candidat idéal pour le développement futur des communications sans fil. Le chapitre III fera l'objet d'une comparaison entre les deux systèmes de modulation multiporteuse.

Chapitre III:

Etude comparative des systèmes OFDM et
FBMC/OQAM

III.1 Introduction

Les modulations multiporteuses attirent beaucoup d'attention chez les ingénieurs et les chercheurs travaillant dans le domaine des télécommunications. Une forme spécifique de modulation multiporteuse appelée OFDM a été la technologie dominante pour les communications multiporteuses à large bande. Malgré leurs nombreux avantages cités au chapitre I, les systèmes OFDM ont quelques inconvénients vis-à-vis des applications futurs de la 5G des télécommunications sans fil. Les modulations multi-porteuses basées sur les bancs de filtres (FBMC) constituent une puissante alternative de l'OFDM, ce qui est détaillé en deuxième chapitre. Dans le présent chapitre, nous allons faire une étude comparative entre les deux systèmes multiporteuses OFDM et FBMC, en mettant l'accent sur les apports de FBMC sur l'OFDM.

III.2 Systèmes FBMC versus OFDM

Les deux techniques OFDM et FBMC étant toutes les deux des modulations Multiporteuses (MCM) elles gardent la même architecture globale, avec certaines différences fondamentales que nous pouvons remarquer dans l'ensemble IFFT - CP qui est remplacé par le banc des filtres de synthèse (SFB) en émission, ainsi qu'en réception l'ensemble FFT - CP est remplacé par le banc des filtres d'analyse (AFB). Dans ce qui suit, on va discuter les caractéristiques des deux techniques en mettant l'accent sur les points communs et les points de différence dans le but de faire une comparaison des deux approches.

III.2.1 Forme d'onde

Contrairement à l'OFDM qui utilise des filtres temporels rectangulaires, FBMC autorise l'usage de plusieurs autres formes d'ondes (PHYDYAS, IOTA, SRRC,...). Etant donné que la fonction prototype de la modulation OFDM est rectangulaire (porte) de durée T_0 égale à l'inverse de l'espacement inter-porteuses F_0 sa réponse fréquentielle est une fonction en sinus cardinal caractérisée par des lobes secondaires énormes de part et d'autre du lobe principale (environ 13 dB par rapport au lobe principal). De ce fait, l'OFDM devrait être incapable de satisfaire les exigences des applications des futurs systèmes de télécommunications.

Tandis qu'en FBMC l'utilisation d'une forme d'onde ayant pour principale caractéristique d'être bien localiser en temps, ce qui permet d'avoir une réponse fréquentielle également bien affinée avec des lobes secondaires très faibles par rapport au lobe principal.

La figure III.1 et figure III.2 suivantes illustrent les différentes formes d'ondes dans le domaine temporel et leurs réponses fréquentielles respectivement pour les deux systèmes.

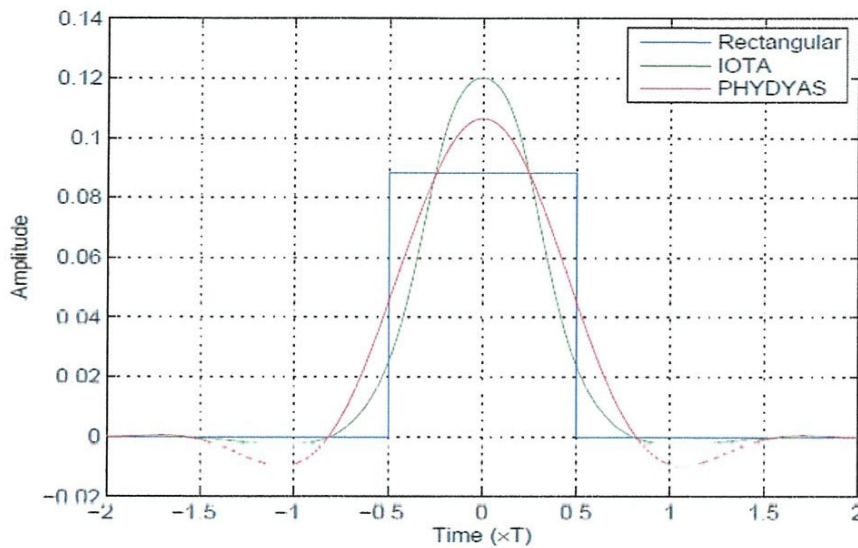


Figure III. 1 : Représentation temporelle du filtre prototype IOTA et PHYDYAS (FBMC) par rapport à la fenêtre rectangulaire (OFDM). [5]

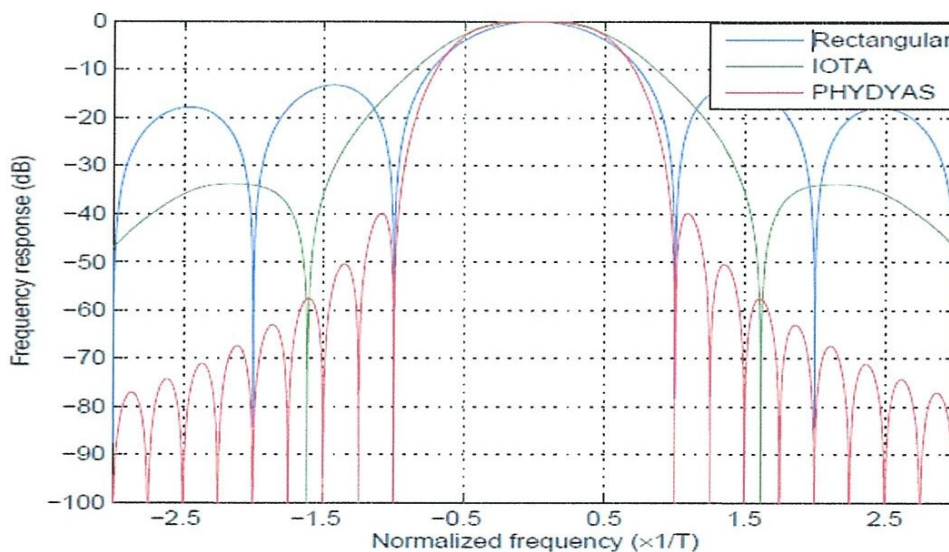


Figure III. 2: Représentation en fréquence du filtre prototype IOTA et PHYDYAS (FBMC) par rapport à la fenêtre rectangulaire (OFDM). [5]

III.2.2 Besoin d'un préfixe cyclique

Pour combattre les interférences entre symboles (ISI) liées à l'effet multi-trajet, OFDM nécessite l'insertion d'un préfixe cyclique (CP) qui soit au moins égale au retard maximum du canal (comme expliquer dans le chapitre I), alors qu'en FBMC aucun préfixe cyclique n'est nécessaire du fait que les lobes secondaires (dans le domaine temporel) sont très infimes.

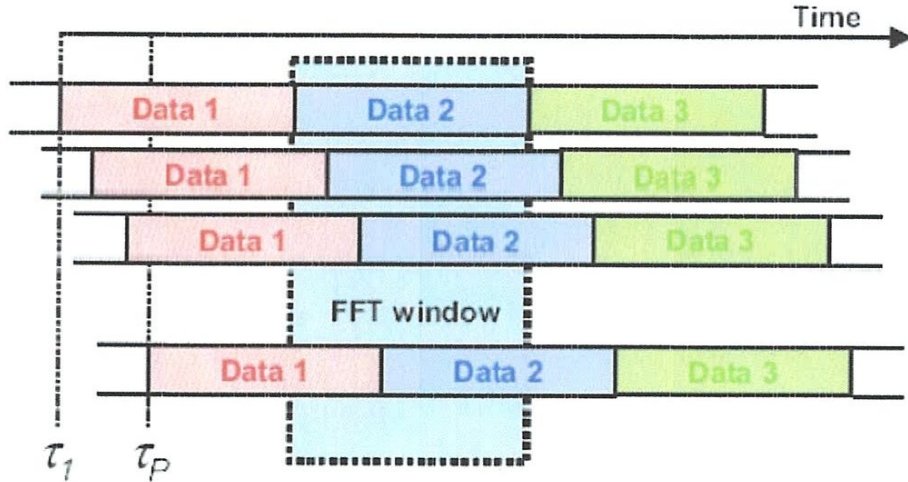


Figure III. 3: Sans Intervalle de garde

On remarque la présence d'interférences entre symboles OFDM,

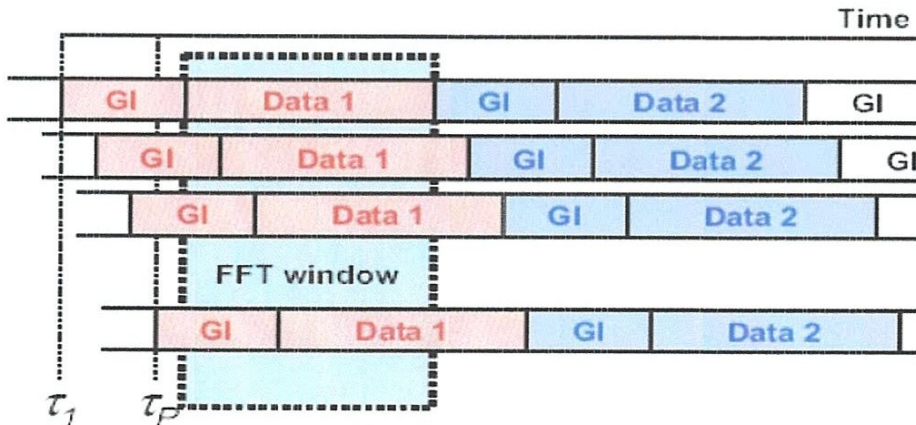


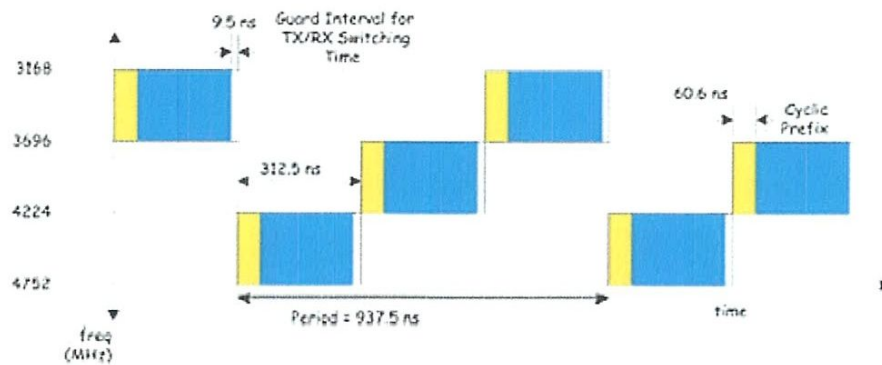
Figure III. 4: Avec intervalle de garde

Pas d'interférences entre symboles OFDM.

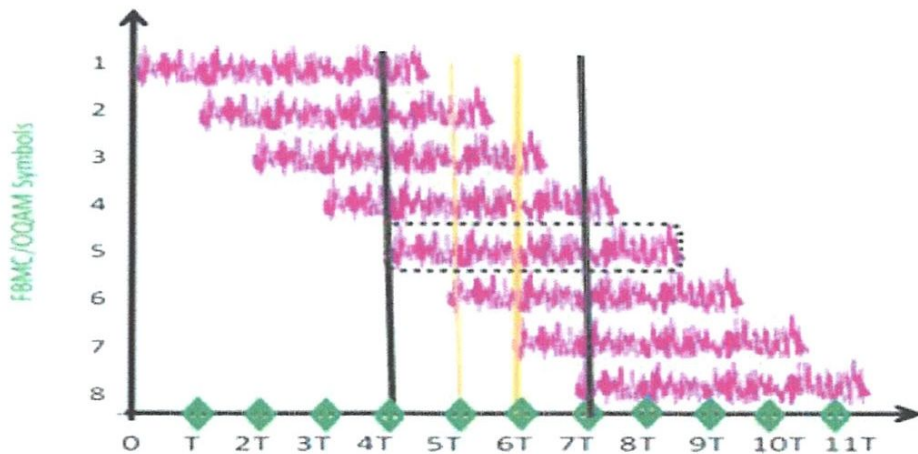
Comme on peut remarquer sur les Fig.III.3 et Fig.III.4, l'insertion de ce préfixe cyclique est un gaspillage vis-à-vis de l'efficacité spectrale.

III.2.3 Le recouvrement temporel des symboles

Comme on peut le remarquer sur la figure III.1, en OFDM les symboles s'étalent sur une seule période symbole T , d'où ils sont totalement disjoints (a), tandis qu'en FBMC la nature du filtre prototype qui s'étale sur plusieurs périodes symbole (KT), fait que les sous-symboles se recouvrent dans le domaine temporel selon la valeur du facteur de recouvrement K (b).



(a) Symboles OFDM



(b) Symboles FBMC

Figure III. 5 : Symboles OFDM (a) et FBMC (b) dans le domaine temporel.

Dans notre travail on a opté pour le filtre prototype du projet européen PHYDYAS comme étant le plus conseillé dans les travaux scientifiques qu'on a consulté. Le filtre s'étale alors sur $4.5T$, ce qui est dû à l'utilisation de l'OQAM [11].

Si on prend le symbole « 5 » (encadré) on peut facilement remarquer qu'il s'étale sur $4.5T$, commençant de $4T$ à $8.5T$ et se recouvre avec les quatre symboles précédents.

III.2.4 Le débit symbole

FBMC peut garantir le même débit symbole avec des signaux réels que celui de l'OFDM avec des symboles complexes, tout en améliorant considérablement l'efficacité spectrale. En effet, sur la figure III.6, on peut constater qu'une même quantité d'information sur le plan temps-fréquence se transmet par les deux systèmes FBMC et OFDM.

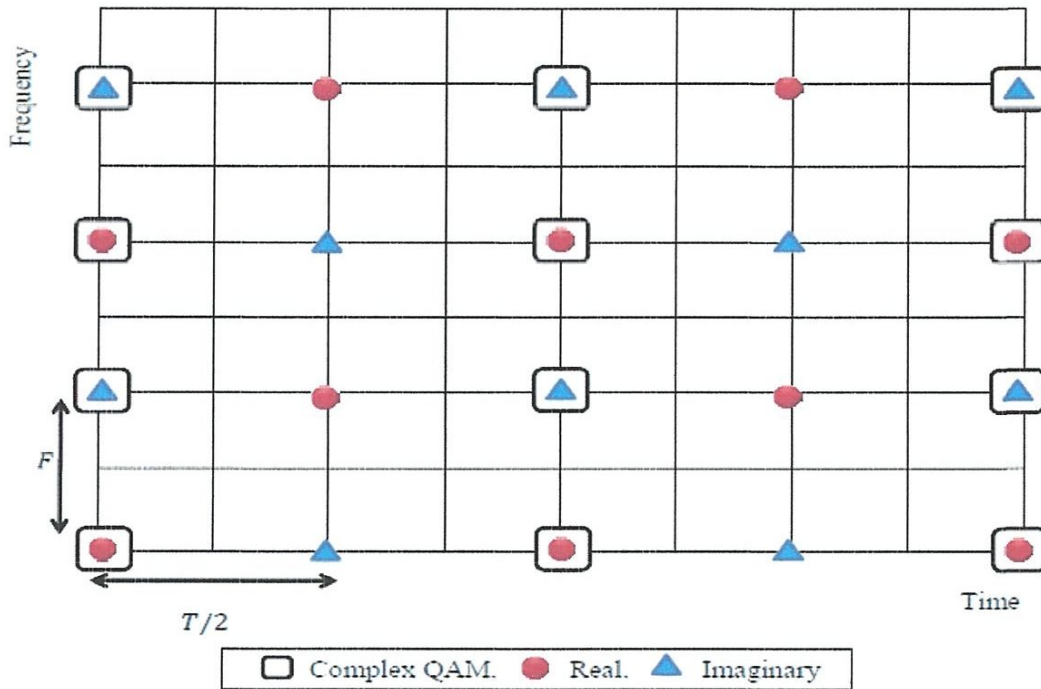


Figure III. 6:Représentation des symboles FBMC/OQAM sur le plan temps-fréquence.[1]

III.2.5 Complexité

Du point de vue de la complexité, et d'après ce qu'on a vu dans les chapitres précédents, on peut dire que les systèmes FBMC/OQAM sont légèrement plus complexes par rapport à ceux d'OFDM. En effet, la complexité de FBMC/OQAM vaut :

$$O_{SFB} = 2(2M + (M \log_2(M) - 3) + 2KM) \quad (III.1)$$

De plus, il convient de noter que la complexité des $\beta_{k,n}$ -multiplieurs peut être omise si la longueur du prototype du filtre est $L_p = KM - 1$ [22]. Le système FBMC/OQAM dans ce cas-là est comparable au système OFDM en termes de nombre de multiplications réelles (voir **Figure III.7**). L'OFDM quant à elle, se repose uniquement d'FFT (voir chapitre I), c'est-à-dire que sa complexité est de l'ordre de :

$$C_{OFDM} = 2. (N(\log_2(N) - 3) + 4) \quad (III.2)$$

D'après la figure ci-dessous, on constate que le FBMC est environ 10 fois plus complexe que l'OFDM conventionnel. On peut également remarquer que la complexité de calcul de FBMC dépend uniquement légèrement du facteur de recouvrement K. Donc on peut résumer ça dans le tableau suivant :

Méthode	Complexité
OFDM	$2(N\log_2(N) - 3)$
FBMC	$2((M\log_2(M) - 3) + 2KM)$

Tableau III. 1: complexité des deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM

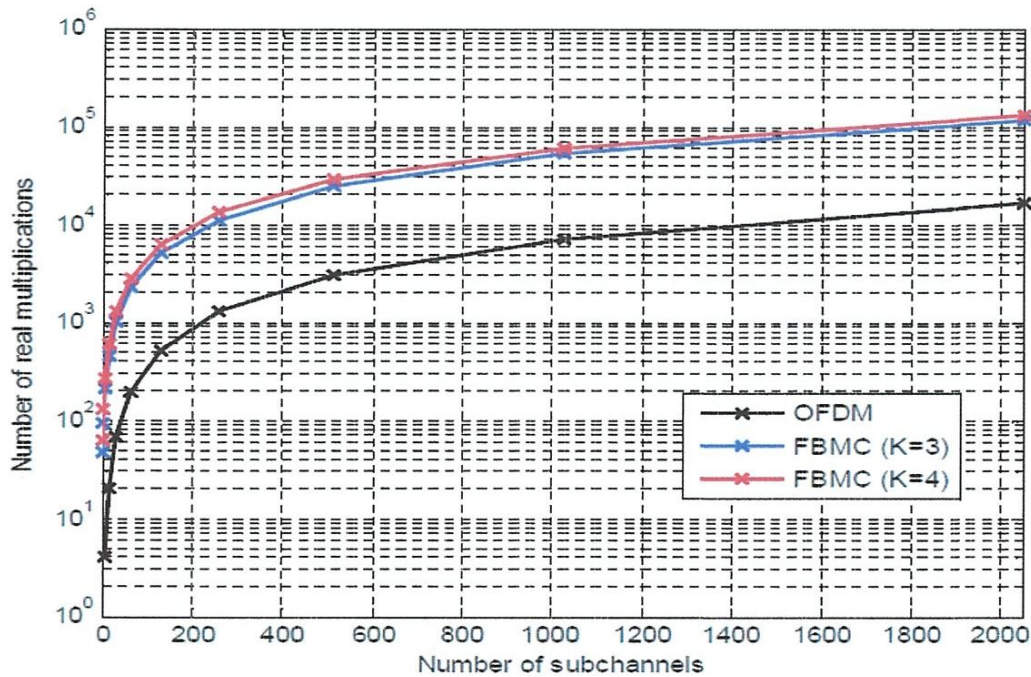


Figure III. 7: Nombre de multiplications réelles en fonction du nombre de sous-canaux dans le cas d'OFDM et FBMC/OQAM.

III.2.6 Le Facteur PAPR

Étant donné que le signal de sortie des systèmes basés sur les modulations multiporteuses MCM est la somme d'un grand nombre de signaux indépendants, ce signal présentera des fluctuations très élevées, c'est ce qu'on appelle communément dans la littérature : le facteur PAPR. Donc, les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM souffrent d'un PAPR élevé, ce qui influe sur leurs performances en présence d'un HPA non linéaire de deux manières: une distorsion dans la bande affectant la performance du BER et une distorsion hors bande [11]. Les (figure III.7 et Figure III.8) montrent les effets du PAPR dans les systèmes OFDM et FBMC respectivement.

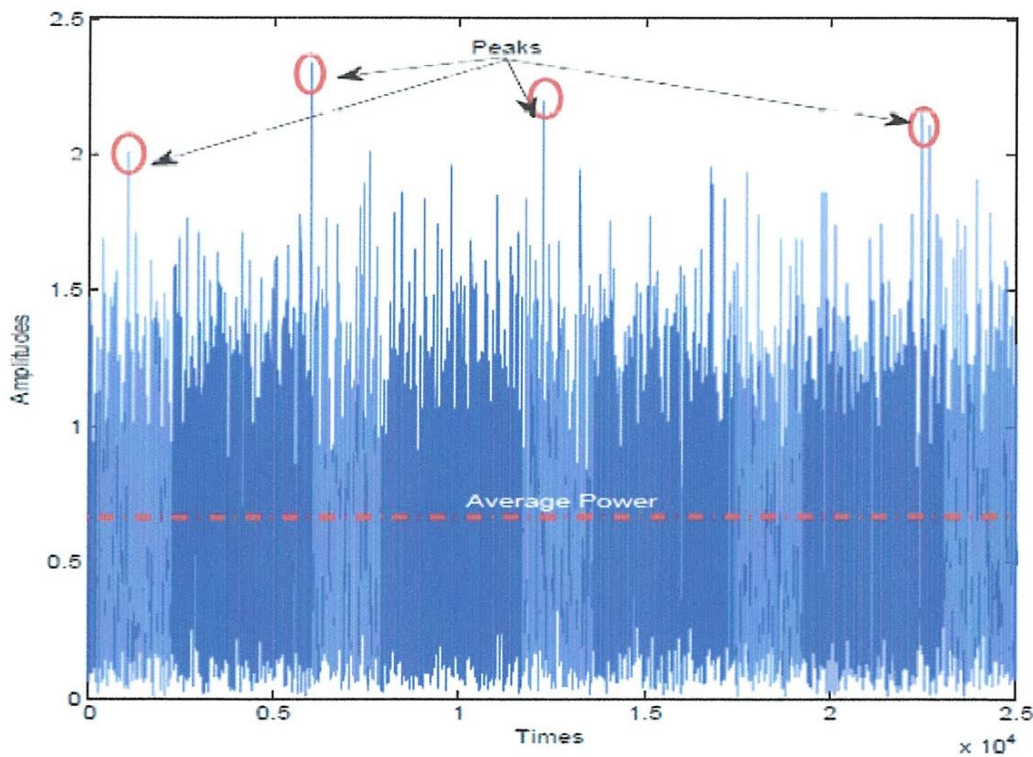


Figure III. 8: Illustration de la fluctuation de l'enveloppe d'un signal OFDM avec 256 sous-porteuses

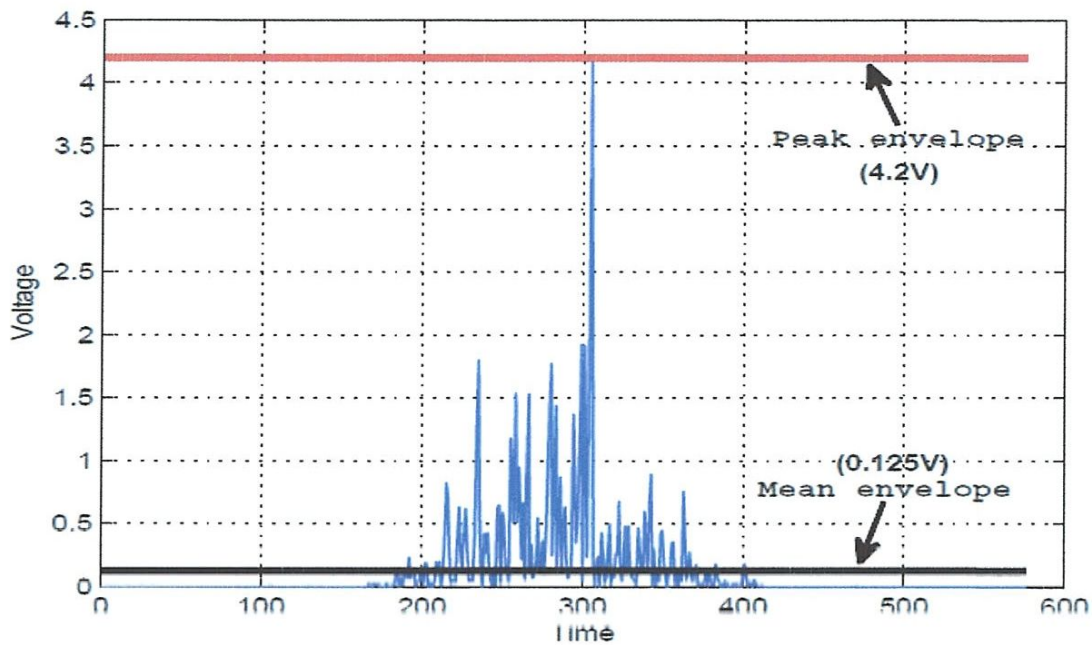


Figure III. 9: Symboles FBMC avec PAPR.[9]

Il est évident que plus le nombre de sous-porteuses est important, plus grande est la probabilité d'avoir un PAPR élevé. Sur la deuxième figure on y constate la présence d'un pic de PAPR très significatif. Pour transmettre ces pics sans écrêtage, non seulement le convertisseur doit posséder un nombre de bits suffisant pour les coder, mais aussi l'amplificateur de puissance doit rester linéaire sur toute la plage de l'amplitude. Ceci demande généralement un coût plus élevé des systèmes et une forte consommation de puissance.

Pour pallier au problème de PAPR deux approches sont utilisées, la première consiste à linéariser l'amplificateur, tandis que la deuxième opère en amont, c.-à-d. utiliser les techniques dites de réduction de PAPR. Ce point n'est pas traité dans le présent mémoire d'une façon exhaustive, pour plus de détails il faut consulter la référence [11].

III.3 Conclusion

Après cette étude comparative nous pouvons bien confirmer que l'FBMC/OQAM est actuellement plus attrayant qu'OFDM pour différentes applications de systèmes de communication. En effet, il présente plusieurs avantages par rapport à OFDM. Tout d'abord, il ne nécessite pas de CP, ce qui permet d'avoir des débits importants et une latence beaucoup plus faible. De plus, il a un filtre prototype conçu selon des critères de Nyquist qui peut réduire le problème de fuite spectrale de l'OFDM et donc réduire les ISI et les ICI. En outre, lorsque les bancs de filtres sont combinés avec la modulation d'amplitude en quadrature décalée (FBMC / OQAM), cela évitera les interférences intrinsèques inhérentes au système. Dans le dernier chapitre de ce mémoire on va présenter quelques figures de simulation pour confirmer ce qu'on a étudié dans ce chapitre.

A decorative scroll graphic with a light blue border and rounded corners, containing the chapter title. The scroll has a small circular tab on the left side and a larger circular tab on the right side.

Chapitre IV :

Résultats de simulation

IV.1 Introduction

Dans ce travail le logiciel de simulation que nous avons utilisé est Matlab (**Matrix laboratory**), commercialisé par la société MathWorks qui a été initialement développé à la fin des années 70 par Cleve Moler. C'est un logiciel de manipulation de données numériques et de programmation dont le champ d'application est essentiellement les sciences appliquées tels que les applications aux systèmes de communication et au traitement de la parole, du son et des images et plein d'autres domaines.

Dans nos simulations, nous avons mis en place des systèmes OFDM et FBMC / OQAM avec un nombre de points FFT NumFFT=1024 ; une bande de garde NumGard=212 ; nombre de symboles N=10000 ; pour FBMC avec un facteur de recouvrement K=2, 3 ou 4 ; en utilisant une modulation QPSK et BPSK.

Afin de vérifier nos théories concernant la comparaison entre les deux systèmes multiporteuses, dans un premier temps nous allons comparer les filtre prototypes utilisés par les deux systèmes, leurs DSP, puis simuler par la suite les performances de BER, vérifier le degré d'afféction du facteur PAPR et enfin comparer les complexités des deux systèmes.

IV.2 Filtre prototype

Le choix du filtre prototype est un critère très important dans les systèmes de modulations multiporteuses.

IV.2.1 En termes de réponse impulsionnelle

Dans cette partie nous allons comparer les deux filtres prototypes dans le domaine temporel, pour les deux systèmes, à savoir : celui d'OFDM de forme rectangulaire, et celui de FBMC/OQAM pour lequel nous avons adopté la forme PHYDYAS.

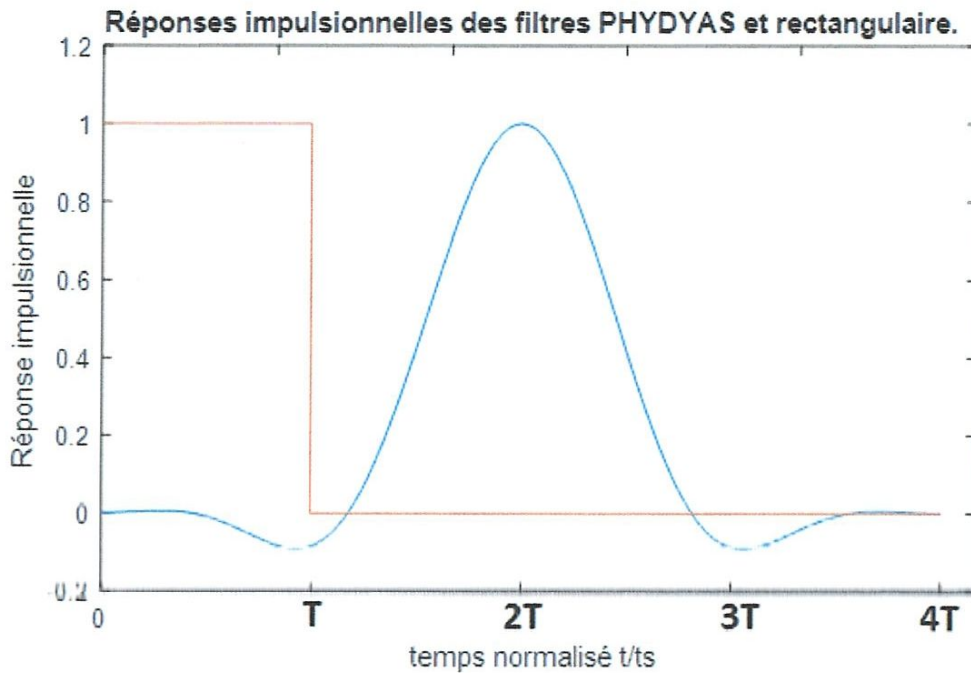


Figure IV. 1: Comparaison de la réponse impulsionnelle des filtres PHYDYAS (FBMC/OQAM), et rectangulaire (OFDM).

Comme on peut le remarquer sur cette fig.IV.1 le filtre prototype rectangulaire (OFDM) s'étend sur une seule période symbole T ce qui ne permet pas le recouvrement temporel des symboles, tandis que le filtre prototype de PHYDYAS utilisé par FBMC/OQAM s'étend sur plusieurs périodes (ici $4T$) ce qui permet un fort recouvrement temporel entre les symboles de l'ordre K (K facteur de recouvrement dans notre simulation $K=4$).

On constate que le filtre PHYDYAS dans le domaine temporel a une forme gaussienne bien localisée en temps comparable à celui d'OFDM, et de plus il présente des lobes secondaires minimes.

IV.2.2 En terme de DSP

Dans un premier temps nous avons tracé la DSP d'FBMC/OQAM pour plusieurs valeurs de K , afin de savoir la meilleure valeur parmi trois : 2, 3 et 4.

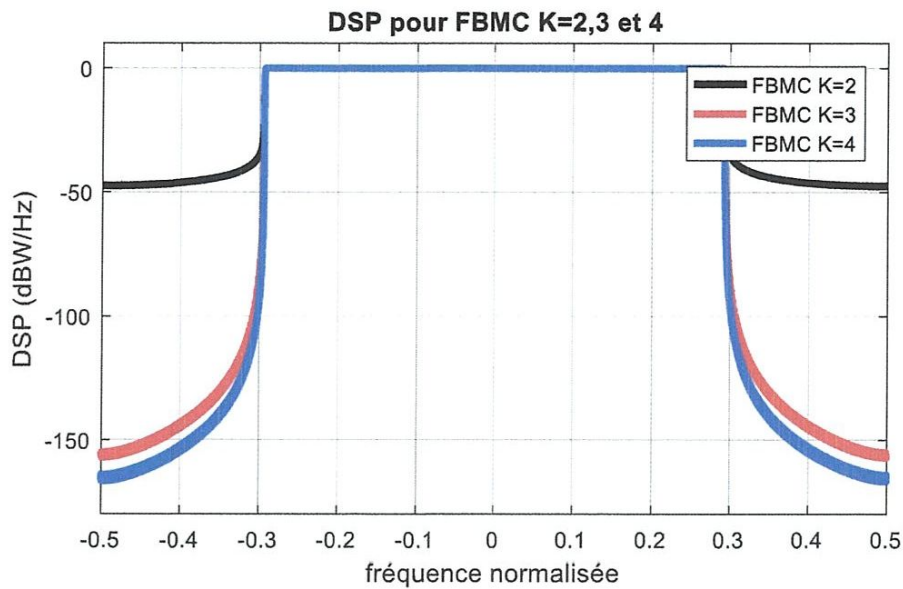


Figure IV. 2: Représentation de la DSP de FBMC avec $K=2,3$ et 4 .

On constate que la DSP pour $K=4$ est la meilleure puisqu'elle présente le minimum de rayonnement hors bande (OOB), et c'est cette valeur de K que nous allons utiliser pour la suite de notre simulation.

Et après nous avons tracé la DSP de l'OFDM en la superposant sur celle de FBMC/OQAM avec $K=4$. La fig.IV.3 suivante illustre le résultat de cette simulation.

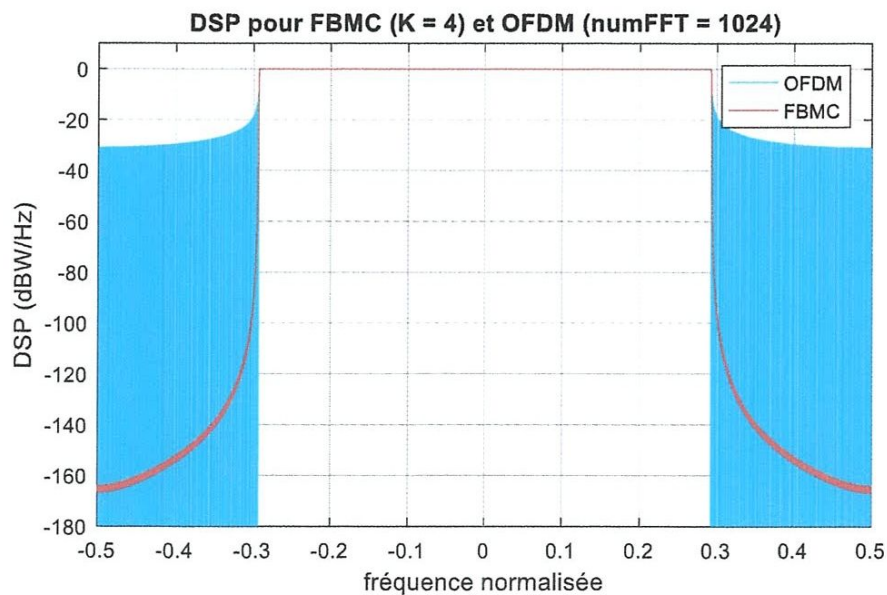


Figure IV. 3: DSP de FBMC/OQAM ($K=4$) versus OFDM (NumFFT=1024)

On y remarque que la simulation confirme bien ce que nous avons mentionné dans le chapitre III, la densité spectrale de puissance du signal de transmission FBMC/OQAM est tracée pour mettre en évidence le faible débordement hors bande. En comparant les parcelles des deux densités spectrales des tracés OFDM et FBMC/OQAM, on constate que la modulation FBMC/OQAM a une très bonne atténuation (-160 dB) contrairement à l'OFDM qui est à -30 dB seulement et que commence à peu près à -13 dB, ceci est signalé par le débordement hors bande (OOB) plus faible que celui d'OFDM, ce qui est dû pour l'OFDM à la nature du filtre prototype utilisé (rectangulaire) dont la forme dans le plan fréquentiel est une fonction en sinus cardinale, contrairement à FBMC/OQAM dont la forme est gaussienne également et qui est bien localisée en fréquence avec des lobes latéraux infimes. Cela permet une utilisation accrue du spectre alloué, ce qui conduit à une meilleure efficacité spectrale.

IV.4 Performance de transmission

Dans cette simulation on va tracer BER en fonction de SNR pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM en utilisant une modulation BPSK. On a opté pour un tel tracé car il donne une meilleure mesure de la performance et la fiabilité de transmission de chaque système, en présence d'un canal AWGN. Une troisième courbe théorique a été ajoutée pour pouvoir évaluer les deux autres. La fig.IV.4 montre le résultat de cette simulation.

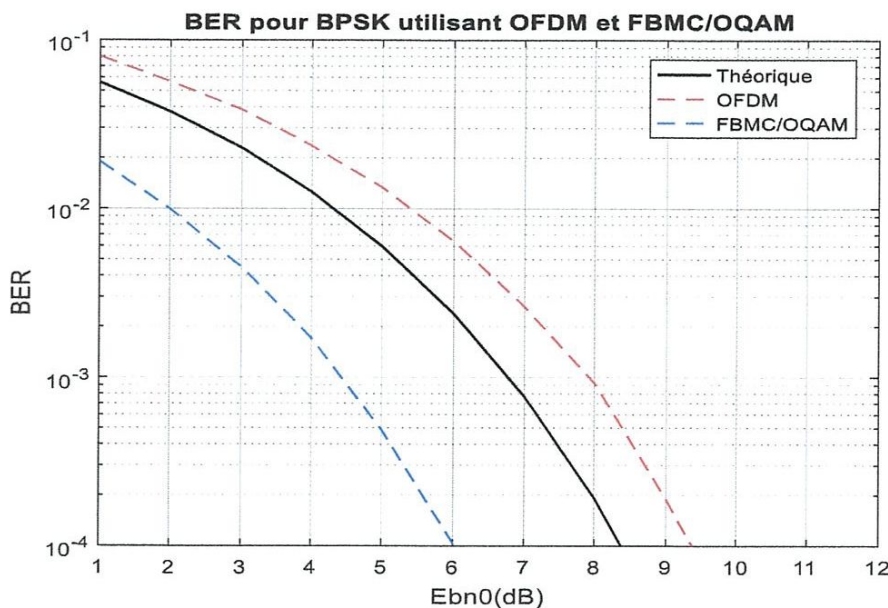


Figure IV. 4: Courbe de BER en fonction de SNR (dB) pour les deux systèmes OFDM

Dans cette figure on constate que le système l'FBMC/OQAM donne une meilleure courbe de BER comparée à celle d'OFDM et même à celle théorique, puisque il exige moins de SNR (qualité du signal) pour garantir une transmission de meilleure qualité (10^{-4} presque sans erreurs), dans le cas FBMC/OQAM on a besoin que de SNR=6 dB, tandis que OFDM demande jusqu'à SNR=9.5 dB.

IV.5 Le facteur PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)

Le PAPR est défini comme étant le rapport entre la puissance instantanée maximale (le plus grand pic) du signal multi-porteuses et sa puissance moyenne. Le signal de sortie d'une modulation MCM est réalisé par la somme d'un grand nombre de signaux issues des différentes porteuses, ce qui lui donne un comportement très fluctueux dans le temps avec présence de certains pics d'énergie énorme. Toutes les deux techniques OFDM et FBMC/OQAM souffrent d'un facteur PAPR très élevé, comme étant des technique MCM. Dans la partie de simulation suivante nous allons vérifier et comparer le niveau de PAPR dans les deux systèmes de modulation OFDM et FBMC/OQAM, puis tracer la fonction CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) versus PAPR qui est le critère le plus utilisé pour mesurer l'efficacité d'un système vis-à-vis du PAPR en présence d'un amplificateur non linéaire. Le résultat est montré sur la Fig.IV.5 suivante :

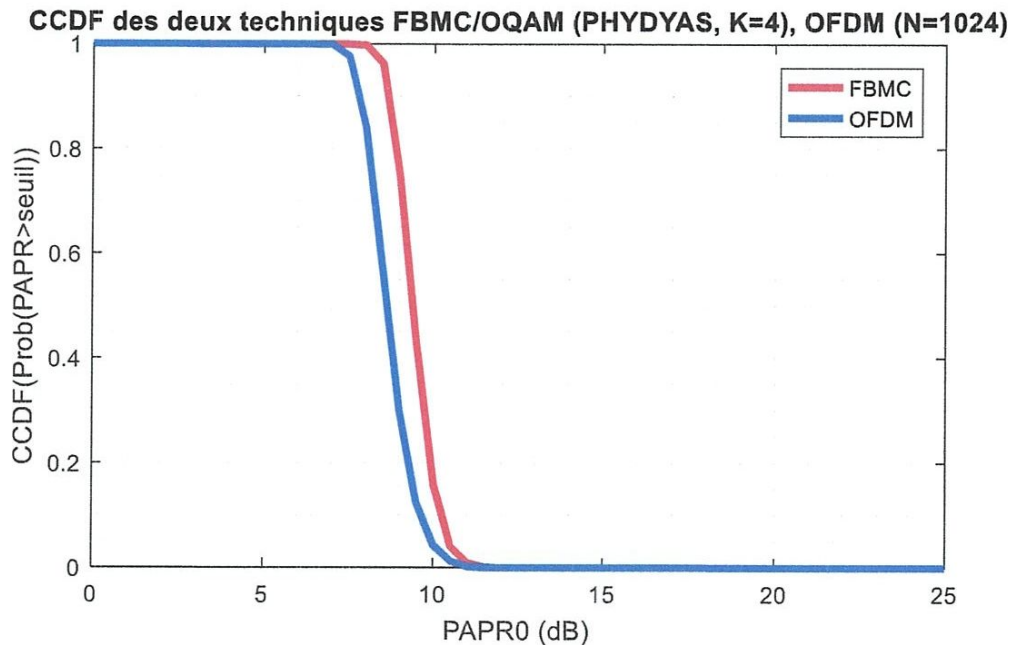


Figure IV. 5: Comparaison de la CCDF d'OFDM et FBMC/OQAM.

On remarque bien sur la figure précédente que le niveau du PAPR est presque le même pour les deux systèmes, une légère différence marquée s'explique peut-être par le choix des paramètres de simulation, pour d'autres données on trouverait probablement l'inverse.

IV.6 Complexité de calcul

Du point de vue complexité de calcul on a pu tracer les deux courbes pour les deux systèmes en question, en utilisant les formules de complexité citée dans les chapitres précédents.

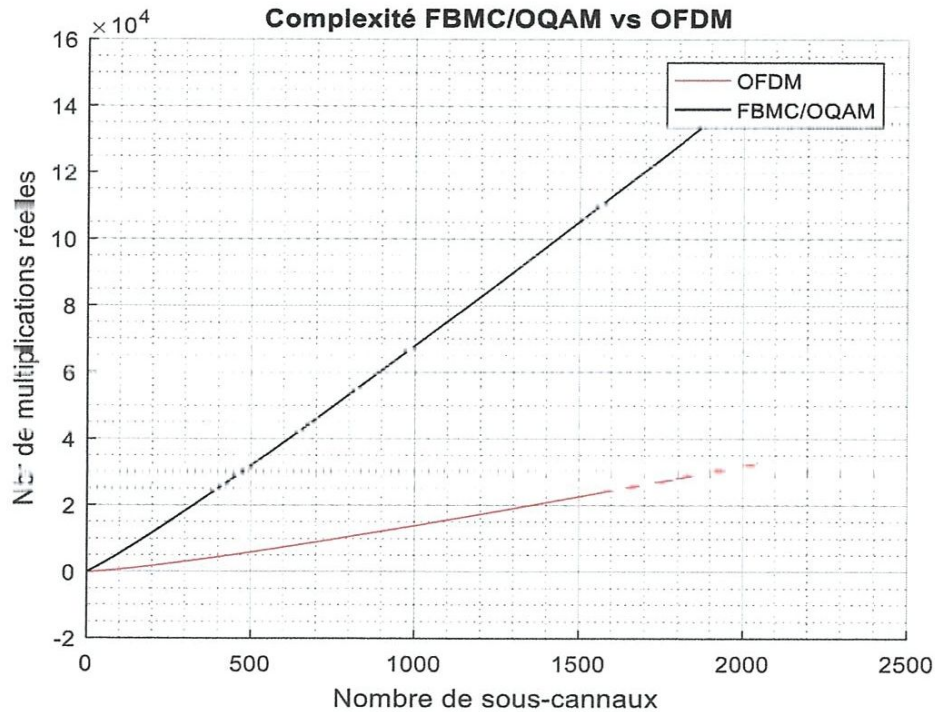


Figure IV. 6: Complexité des deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM

On constate que FBMC/OQAM présente plus de complexité par rapport OFDM malgré l'utilisation de la structure polyphasée, ceci est lié certainement à l'utilisation des bancs de filtres SFB et AFB, comme il est clairement remarquable sur les formules.

IV.7 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, qui a fait l'objet de notre partie pratique, nous avons mis en évidence les principales caractéristiques des deux systèmes de modulation MCM tels que l'OFDM et FBMC/OQAM. A travers cette brillante partie nous avons pu comprendre l'importance du choix du filtre prototype dans un système de modulation MCM pour assurer une bonne DSP du signal multiporteuse, ce qui a un rapport avec la qualité de transmission à savoir celle du BER. Nous avons encore évalué le degré de complexité de ces systèmes qui est calculé en fonction de nombre de multiplications réelles.

La réalisation de ce chapitre nous a permis encore de comprendre l'importance des modulations MCM dans les systèmes de communications mobile, cela nous a fait comprendre une fois de plus combien de fois la modulation basée sur les bancs de filtres FBMC/OQAM a un énorme avantage sur le système OFDM vis-à-vis des futurs systèmes de communications mobile (5G).

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce manuscrit porte sur l'étude et la comparaison de deux systèmes multiporteuses OFDM et FBMC/OQAM au vue des systèmes de communications sans fil de prochaine génération (5G). Durant le premier chapitre, l'analyse du canal de propagation radio mobile et les phénomènes engendrés par les interactions du signal électromagnétique avec l'environnement ont été étudiées. La représentation mathématique du canal a été mentionnée. Ensuite, la représentation statistique de l'amplitude d'évanouissement du signal complexe reçu au niveau du terminal sous test a été montrée. De plus, comme les terminaux mobiles peuvent être utilisés dans différents environnements de propagation, divers modèles statistiques et de propagation équivalents aux environnements réalistes ont été présentés. Par la suite le système de modulation OFDM a été présenté à savoir le principe de fonctionnement et l'implémentation numérique de modulateur et démodulateur et enfin nous avons énuméré les avantages et les inconvénients du système. Le deuxième chapitre a été consacré pour l'étude du système de modulation FBMC/OQAM comme étant une puissante alternative prometteuse d'apporter des solutions aux inconvénients du système OFDM, notamment l'amélioration de l'efficacité spectrale par le non besoin du CP. L'utilisation de la modulation Offset-QAM (OQAM) au lieu de QAM conventionnelle lui permet d'éviter le problème de l'interférence intrinsèque inhérente du système [29]. Malheureusement, cette nouvelle technique souffre également du problème de PAPR légèrement plus que l'OFDM, et présente encore plus de complexité de calcul. Le troisième chapitre a fait l'objet d'une comparaison entre les deux systèmes, tout d'abord au niveau des formes d'onde, dont l'OFDM utilise la rectangulaire et pour le FBMC nous avons travaillé avec la forme d'onde du projet européen PHYDYAS qui est, contrairement à celle de l'OFDM, bien localisée en temps et en fréquence. Nous avons expliqué les avantages qu'a FBMC/OQAM avec l'utilisation de cette forme d'onde ce qui a un lien direct avec la non utilisation du CP, l'augmentation de l'efficacité spectrale et du débit de transmission. Une simulation sur la comparaison entre les deux systèmes a fait l'objet du dernier chapitre dans lequel nous avons bien confirmé de nos résultats de simulation les avantages du système de modulation FBMC/OQAM sur l'OFDM. A travers tout ce travail nous pouvons dire que la modulation FBMC/OQAM avec tous ces avantages qu'elle présente est bien l'une des principales favorites pour les systèmes de communications de la prochaine génération (5G).



REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Mathilde BRANDON, « optimisation conjointe de méthodes de linéarisation de l'émetteur pour des modulations multi-porteuses »,
- [2] PATRICE KADIONIK « bases de transmissions numériques » Ecole nationale supérieure Electronique, Informatique et Radiocommunications de Bordeaux 2000
- [3] BAOUNI ABDELKHALEK « estimation du canal et élimination des interférences ici dans les communications mobiles avec modulation ofdm » université Mentouri Constantine
- [4] Helmi BEN HNIA, Abdennaceur KACHOURI, Ossama BEN BELGHITH, Lotfi KAMOUM « étude des performances de la modulation ofdm pour l'utilisation dans les systèmes de communication sans fils de la 4g » International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Télécommunications March 15-20, 2004 – TUNISIA
- [5] Rostom Zakaria « Conception d'émetteur et récepteur pour l'élimination des interférences intrinsèques dans les systèmes multiporteuses à base de bancs de filtres et à antennes multiples» Thèse de Doctorat 1012
- [6] Patrice Georges Manga « étude de performance d'une liaison sans fil ofdm dans un canal complexe » Mémoire à université du Québec en Abitibi Témiscamingue 2012
- [7] Ahmad Sibai ; Ali Loubany « Une approche intelligente pour les systèmes OFDM à modulation adaptative » PEF Ingénieur De L'université Libanaise Faculté De Génie Branche III 2013
- [8] Mamdouh El Tabach, Jean-Philippe Javaudin, Maryline Héléard « Spatial Data Multiplexing over OFDM/OQAM modulations» IEEE Communications Society subject matter experts for publication in the ICC 2007 proceedings
- [9] Sri Satish Krishna Chaitanya BULUSU « Performance Analysis and PAPR Reduction Techniques for Filter-Bank based Multi-Carrier Systems with Non-Linear Power

Amplifiers » Thèse Doctorat, École doctorale Informatique, Télécommunication et Électronique de Paris, 29 avril 2016

[10] Mérouane Debbah* *Mobile Communications Group, Institut Eurecom, 2229 Route des Cretes B.P. 193, 06904 SOPHIA ANTIPOLIS CEDEX, France debbah@eurecom.fr

[11] Mounira LAABIDI « PAPR Reduction and HPA non-linear Compensation Techniques for Filter Bank-Based Multi-carrier Modulations Systems (FBMC) », Thèse de doctorat, Ecole supérieure des communications de Tunis, July 16th, 2016.

[12] KHOUNI SADIKA « Simulation Et Optimisation D'un Réseau GSM En Utilisant La Technologie OFDM »Magistrat UNIVERSITE FERHAT ABBAS- SETIFUFAS 2010.

[13] FANG Jin « Télécommunications dans les systèmes de transport à forte mobilité : Estimation et Synchronisation de canal pour les communications MIMO – OFDM » Thèse Doctorat Université des Sciences et Technologies de Lille

[14] HO Anh Tai « Application des techniques multiporteuses de type OFDM pour les futurs systèmes de télécommunications par satellite »Thèse De Doctorat Université De Toulouse 2009.

[15] Adil BELHOUI « Etudes Théoriques Et Expérimentales De Systèmes De Transmissions MIMO-OFDM »Thèse De Doctorat UNIVERSITÉ DE LIMOGES 2009.

[16] Pierre Siohan, Senior Member, IEEE, Cyrille Siclet, And Nicolas Lacaille « analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory » IEEE transactions on signal processing, vol. 50, no. 5, may 2002.

[17] Jawad Nakad « Allocations de ressources radio dans un réseau local sans fil (WLAN) de type OFDM » Diplôme d'Etudes Approfondies l'Agence Universitaire de la Francophonie 2003.

[18] « ETUDE DE LA TECHNIQUE DE MODULATION FBMC/OQAM » MADA-ETI, ISSN 2220-0673, Vol.2, 2016, www.madarevues.gov.mg.

[19] Behrouz Farhang-Boroujeny « OFDM versus Filter Bank Multicarrier » ; IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE MAY 2011

- [20] HAN WANG, XIANPENG WANG, (Member, IEEE), LINGWEI XU, AND WENCAI DU « Hybrid PAPR Reduction Scheme for FBMC/OQAM Systems Based on Multi Data Block PTS and TR Methods » ;
- [21] Alaa CHOUMANE « Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité », thèse de Doctorat UNIVERSITE DE LIMOGES, juin 2011
- [22] M. Bellanger, « Prototype filter and filter bank structure », Technical Report, PHYDYAS Project, 2009
- [23] Mahmoud Hassan Khaleel Aldababseh « Channel estimation for FBMC/OQAM Wireless system based on kalman filter », thèse Al-Quds University 2013
- [24] P. P. Vaidyanathan, Multirate Systems and Filter Banks. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 1993.
- [25] *International Journal of Computer Applications (0975 – 8887) Volume 98 No.17, July 2014. 6. A Review on FBMC: An Efficient Multicarrier Modulation. System.*
- [26] International Journal of Computer Applications (0975 – 8887) Volume 100– No.19, August 2014 Comparative Analysis of FBMC and OFDM Multicarrier Techniques for Wireless Communication Networks
- [27] Yahia Medjahdi « Interference modeling and performance analysis of asynchronous OFDM and FBMC wireless communication systems » Thèse doctorat, 11 Juillet 2012
- [28] <https://www.google.com/patents/WO2016207555A1?cl=fr>
- [29] B. Saltzberg, "Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System," Communication Technology, IEEE Transactions on, vol. 15, no. 6, pp. 805 –811, december 1967.