

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 - Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications



1046

Mémoire de Fin d'Etude
pour l'Obtention du Diplôme de Master Académique

Domaine : **Sciences et Techniques**
Filière : **Télécommunications**
Spécialité : **Réseaux et Télécommunications**

Egalisation du Canal pour les Systèmes 5G FBMC-OQAM

Présenté par :
BELLA OMAR et KTIBE ABD ELKRIM
Sous la direction de :
Dr. ABED DJAMEL

Juillet 2019



Tout d'abord à Dieu le tout puissant qui nous a donné la force, la santé, le courage et la persévérance afin de réaliser ce modeste travail.

A Mr. ABED DJAMEL ; nous tenons à lui exprimer notre gratitude et profonde reconnaissance pour sa patience, sa ténacité, son encadrement, le savoir-faire qu'il nous a inculqué ainsi que ces prodigieux conseils afin de mener à bien ce travail.

Nous remercions également les membres de jury pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu accorder à l'évaluation de notre travail et nous espérons avec ce mémoire être à la hauteur de leurs attentes

Enfin, nous remercions tous ceux qui ont participé de prêt ou de loin concrétisation de ce travail.

Remerciement

Dedicaces



Je dédie ce modeste travail :

- ❖ *A mon père Ahmed, qui a toujours cru en moi et a mis à ma disposition tous les moyens nécessaires pour que je réussisse dans mes études. Mon modèle de labeur et de persévérance. Q'ALLAH le garde en bonne santé.*
- ❖ *A ma chère maman Meriem, qui est pour moi une source de réconfort,*
- ❖ *A tous mes frères et sœurs*
- ❖ *A tous mes amis(es)*
- ❖ *A mon binôme Omar*
- ❖ *A toute la communauté étudiante en Algérie et en particulier a Guelma*

Abd elkrim ktibe



Dedicaces

A mon très cher père Salah

A ma très chère Maman Bella Noura

Je vous remercie pour l'éducation que vous
m'avez donnée.

A tous mes frères et sœurs

A tous mes cousins et cousines.

A tous les familles.

A tous mes amis.

A mon binôme Karim

A tous ceux qui les amener mon cœur et
oublié mon stylo

Je vous dédie ce travail.

Omar Bella ✍

Résumé

Ce projet a pour principal objectif l'étude d'une modulation multi porteuse alternative à l'OFDM et connue actuellement sous le nom FBMC, ou FBMC/OQAM. La différence majeure entre l'OFDM et FBMC/OQAM est liée à la modulation OQAM, qui introduit un décalage temporel entre la partie réelle et imaginaire des symboles de données complexes à transmettre et l'absence d'un préfixe cyclique.

Afin de combattre l'interférence entre symboles et lutter contre la sélectivité en fréquence des canaux de transmission plusieurs techniques ont été proposées. Dans ce projet de fin d'étude nous avons étudié deux techniques d'égalisation du canal, on ZF (Zéro forcing) et MMSE (Mean square Equalizer).

La simulation d'un système FBMC/OQAM a été effectuée dans l'environnement MATLAB afin d'évaluer les performances des d'égalisation ZF et MMSE et de comparer les résultats obtenus par égalisation avec celle obtenus en utilisant le codage canal.

Mots clé : FBMC/OQAM, 5G, Égalisation du canal, ZF, MMSE

Abstract

The main objective of this project is the study of an alternative multi-carrier modulation of the OFDM and currently known as FBMC, or FBMC/OQAM. The major difference between OFDM and FBMC/OQAM is related to modulation OQAM, which introduces a time delay between the real and the imaginary parts of the complex data symbol to be transmitted and the absence of the cyclic prefix. To fight inter-symbol interference and fight discrimination in frequency of the transmission channels several techniques have been proposed.

In this project we studied two channel equalization techniques, ZF (Zero forcing) and MMSE (Mean square Equalizer).

Simulation of an FBMC / OQAM system was performed in the MATLAB environment to evaluate the performance of the ZF and MMSE equalizers and to compare the results obtained by equalization with those obtained using the channel coding.

Keywords: FBMC/OQAM, 5G, Channel Equalization, ZF, MMSE

Table des Matières

Liste des figure	ix
Liste des acronymes	x
Introduction général.....	01
Chapitre I : État de l'Art sur La 5G	03
<hr/>	
I.1 Introduction :	4
I.2 Historique de GSM au LTE.....	4
I.2.1. La Première Génération (1G)	4
I.2.2. La Deuxième Génération (2G)	5
I.2.3. La Génération 2.5G.....	6
I.2.4. La Troisième Génération (3G).....	7
I.2.5. La Quatrième Génération (4G ou LTE)	7
I.3. La Technologie 5G.....	8
I.3.1. Présentation de la Technologie 5G.....	8
I.3.2. Avantages et Applications de la technologie 5G	9
I.3.3. Bandes Fréquentielles pour La 5G	10
I.3.4. L'Internet des Objets « IoT »	11
I.3.5. Formats de Modulation pour La 5G	12
I.3.5.1. La Modulation OFDM.....	12
I.3.5.2. La Modulation F-OFDM	12
I.4.5.3. La Modulation GFDM.....	12
I.3.5.4. La Modulation FBMC.....	12
I.3.5.5. La Modulation UFMC.....	13
I.4. Conclusion.....	13
Chapitre II : modélisation d'un Système FBMC-OQAM	14
<hr/>	
II.1 Introduction.....	15
II.2 Structure d'un Système FBMC / OQAM.....	16
II.2.1. Blocs de Pré-Traitement OQAM.....	17

Table des Matières

II.2.2. Blocs de Post-Traitement OQAM.....	18
II.2.3. Décimation et Interpolation.....	18
II.2.4. Banc de Filtres de Synthèse (SFB)	20
II.2.5 Banc de Filtres d'Analyse (AFB).....	22
II.2.6. Structure polyphase en FBMC/OQAM.....	23
II.3 Modèle de l'Emetteur	25
II.4 Modèle de Récepteur.....	26
II.5 Conclusion	27

Chapitre III : Technique d'Egalisation du Canal 28

III.1. Introduction.....	29
III.2 Modélisation du Canal.....	30
III.3 Estimation de Canal	31
III.4. Égalisation du Canal	32
III.4.1. La Technique ZF.....	33
III.4.2. La Technique MMSE	34
II.8. Conclusion	34

Chapitre IV : Résultats de simulation 35

IV.1 Introduction.....	36
IV.2 Evaluation de PSD.....	36
IV.3 Effet de Type de Filtre Prototype en FBMC/OQAM.....	38
IV.3.1 Le Filtre PHYDYAS.....	38
IV.3.2 Le Filtre RRC	38
IV.3.3 Le Filtre Hermite.....	38
IV.3.4 Le Filtre Rectangulaire	39
IV.4 Evaluation de PAPR.....	40
IV.5 Effet de La Longueur du Filtre en FBMC/OQAM.....	42
IV.6 Evaluation de BER.....	42
IV.7 Effet du Codage Canal.....	44

Table des Matières

IV.8 Effet Du technique d'égalisations (ZF, MMSE).....	45
IV.9 Conclusion.....	46
Conclusion générale :.....	48
Références Bibliographique:	49

Liste des Figures

Figure I.1	Evolution des Réseaux de Communication Mobile	08
Figure I.2	Bandes Fréquentielles pour La 5G (a) Bandes des Ondes Centimétriques et Millimétriques (b) Les Fréquences Proposées par l'UIT.	10
Figure I.3	Evolution des Réseaux de Communication Mobile	11
Figure II.1	Schéma de Principe d'un Transmetteur FBMC	16
Figure II.2	Schéma de Principe d'un Récepteur FBMC	16
Figure II.3	Schéma de Principe du Blocs de Prétraitement OQAM.	17
Figure II.4	Schéma Fonctionnel du Post-Traitement OQAM.	18
Figure II.5	Bloc d'Opération de Sous-Échantillonnage (Décimateur)	19
Figure II.6	Bloc d'Opération de Sur-échantillonnage (Interpolateur)	19
Figure II.7	Implémentation Polyphase Simplifiée du Banc de Filtrés de Synthèse	21
Figure II.8	Implémentation simplifiée du banc de filtres d'analyse	23
Figure II.9	Réponse en fréquence du banc de filtres	24
Figure II.10	Représentation par bloc de l'implémentation polyphase pour l'émetteur FBMC/OQAM	24
Figure II.11	Représentation par bloc de l'implémentation polyphase par le récepteur FBMC/OQAM	24
Figure II.12	Schéma Fonctionnel d'un Transmetteur FBMC/OQAM	25
Figure II.13	Schéma Fonctionnel d'un Récepteur FBMC/OQAM	26
Figure III.1	Schéma Fonctionnel d'un Modèle de Canal.	30
Figure III.2	Principe de l'Estimation d'un Canal Multi-trajets	31
Figure III.3	Exemple d'une fréquentielle d'un canal et d'un égaliseur	32
Figure III.4	Egalisation du Canal avec la Technique ZF (Zéro Forcing)	33
Figure IV.1	Densité Spectrale de Puissance (a) OFDM, (b) FBMC	37
Figure IV.2	Réponse Impulsionnelle des Prototypes de Filtre (PHYDYAS, RRC, Hermite, Rectangulaire)	39
Figure IV.3	Réponse Fréquentielle des Prototypes de Filtre (PHYDYAS, RRC, Hermite, Rectangulaire)	39
Figure IV.4	Simulation de PAPR pour différents Tailles de la FFT ; 128, 256, 512, 1024 (a) OFDM, (b) FBMC	41
Figure IV.5	Simulation de PAPR pour le Système FBMC/OQAM en Fonction de Différentes Longueurs de Filtre.	42
Figure IV.6	Simulation de BER pour Différents Modulations 4QAM, 16QAM, 32QAM, 64QAM, 128QAM, 256QAM (a) OFDM, (b) FBMC	43
Figure IV.7	Simulation de BER d'un Système FBMC/OQAM avec Codage Canal (Codage Convolutif) et un Système FBMC/OQAM sans Codage Canal.	44
Figure IV.8	Simulation de BER d'un Système FBMC/OQAM avec Le Techniques d'Egalisation ZF et MMSE	45

Liste des Acronymes

1G :	1 st Generation
2G :	2 nd Generation
3G :	3 rd Generation
4G :	4 th Generation
5G :	5 ^{ème} Generation.
3GPP :	3 rd Generation Partnership Project
ACE	Active Constellation Extension
AMPS :	Advanced Mobile Phone System.
AMRC	Accès Multiple à répartition de Code.
AMRT :	Accès Multiple à répartition dans le Temps
AWGN :	Additive White Gaussian Noise.
BER :	Bit Error Rate.
CEPT :	Conférence Européenne des Postes et Télécommunications
CP :	Cyclic Prefix.
CDMA :	Division Multiple Access
DCS:	Digital Communication System
EDGE:	Enhanced Data rates for GSM Evolution
EQM :	Erreur quadratique moyenne.
ETSI :	European Telecommunications Standard Institute
FBMC :	Filter Bank based Multi Carrier.
FDD :	Frequency Division Duplexing
GPRS :	General Packet Radio Service
GSM :	Global System for Mobile Communication
IDFT :	Inverse Discrete Fourier Transform
LMS :	Least Mean Square.
LTE :	Long Term Evolution
MIMO:	Multiple Input Multiple Output.
MLSE:	Maximum likelihood sequence estimation.
MMSE :	Mean Squar Equalizer.
MV :	Maximum de Vraisemblance.
NMT:	Nordic Mobile Telephone
OFDM :	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OQAM :	Offset Quadrature Amplitude Modulation.
PAPR :	Peak-to-Average Power Ratio
PCS :	Personal Communications Services
PHYDYAS :	PHYsical layer for Dynamic spectrum AccesSand cognitive radio.
PSD :	Densité spectrale de puissance.
PTS :	Partial Transmit Sequences
QAM :	Quadrature Amplitude Modulation
RLS:	Récurrent Least Square.
RNC :	Radio Network Controller

RC :	Root Cosine
RRC :	Raised Root Cosine
RSB :	Rapport signal sur bruit.
SISO :	Simple Input Simple Output.
SNR :	Signal Noise Ratio
SLM :	Selected Mapping
TACS :	Total Access Communication System
TDMA :	Time Division Multiple Access.
TDD :	Time-Division Duplex.
TEB :	Taux d'erreur binaire.
TI :	Tone Injection
TR :	Tone Reservation
UFMC	Universal Filtered Multi carrier
UMTS :	Universal Mobile Telecommunications System
UWC :	Universal Wireless Communications.
ZF :	Zéro forcing.

Introduction

Les technologies de l'information sont devenues une partie intégrante de notre société, Ceci dans le but de la demande de transmission à débit de plus en plus élevés, s'accroître davantage avec l'essor de nouveaux services dans les réseaux de communication sans fils.

Le développement des systèmes de communication sans fil est de plus en plus complexe et impose de nouvelles exigences, comme l'utilisation d'une bande de fréquence réduite, un débit élevé, une excellente qualité de service, etc. D'une part, dans la réalité, le déplacement du récepteur est souvent inconnu et variable. D'autre part, l'environnement dans lequel transitent les signaux varie en fonction du temps. Donc, le récepteur peut subir l'effet de trajets multiples ou délais de quelques symboles. C'est pourquoi l'égalisation joue un rôle très important. Dans un tel contexte, l'utilisation d'un égaliseur permet de corriger l'interférence entre les symboles et les évanouissements sélectifs en fréquence causés par les distorsions et la présence de trajets multiples.

Ces dernières années, la modulation FBMC a attiré l'attention des chercheurs. La modulation multi-porteuse à base des bancs de filtres (FBMC) est une technologie de transmission principale pour la prochaine communication sans fil standard 5G, le FBMC utilise beaucoup mieux la capacité de canal disponible et est capable d'offrir des débits de données plus élevés dans une largeur de bande de spectre radioélectrique donnée. D'autre part, plusieurs algorithmes d'égalisation et de détection ont été étudiés tel que les égaliseurs linéaires ZF et MMSE.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre nous allons décrire comment le monde est arrivé à la 5G début d'une présentation complète de la différente génération (1G, 2G 3G, 4G) et d'un historique sur les réseaux GSM au LTE avec les caractéristiques des technologies candidates pour la 5 G.

Dans le deuxième chapitre nous allons faire une étude de différentes parties de système FBMC avec la modulation OQAM.

Le troisième chapitre introduit des différentes notions liées au canal de transmission (estimation, égalisation, etc.). Les deux égaliseurs ZF et MMSE seront détaillés.

Le quatrième chapitre est consacré à la simulation d'un système FBMC/OQAM proposé pour la 5G. En premier lieu, la chaîne de transmission sera implémentée en MATLAB. Par la suite les performances du système sont évaluées en fonction de PSD, BER, PAPR, codage canal et égalisation du canal ZF/MMSE.

Par suite le manuscrit sera terminé par une conclusion générale avec des perspectives.

Chapitre I

État de l'Art sur la 5G

Chapitre I

État de l'Art sur la 5G

I.1 Introduction

Avec plusieurs décennies de développement en plein essor, les technologies de communication mobile ont pénétré dans de nombreux domaines connexes de notre vie quotidienne. Sous l'impulsion de diverses applications émergentes, les utilisateurs ont de plus en plus d'exigences en matière de sans fil.

Services, imposant des exigences presque rigoureuses pour les indicateurs techniques de réseau. Par conséquent, le système de communications mobiles de cinquième génération (5G) émerge à un moment historique, se consacre à ouvrir le rideau de ère informationnelle et fournir une excellente expérience utilisateur. Récemment, les recherches sur les techniques principales pour la 5G font leur apparition dans l'industrie et le système de test, d'évaluation et de vérification correspondant doit être mis en place et amélioré. Ce chapitre présente brièvement l'histoire de réseaux GSM au LTE puis les caractéristiques des technologies candidatent pour la 5G.

I.2 Evolution de réseau mobile

I.2.1. La Première Génération (1G)

La première génération de systèmes cellulaires (1G) reposait sur un système de communications mobiles analogiques. Cette génération a bénéficié de deux inventions techniques majeures des années 1970 : le microprocesseur et le transport analogique des données entre les téléphones mobiles et la station de base.

Les appareils utilisés étaient particulièrement volumineux. La première génération de systèmes cellulaires (1G) utilisait essentiellement les standards suivants :

- AMPS (Advanced Mobile Phone System), lancé aux Etats-Unis, est un réseau analogique reposant sur la technologie FDMA (Frequency Division Multiple Access) [1].
- NMT (Nordic Mobile Telephone) a été essentiellement conçu dans les pays nordiques et utilisés dans d'autres parties de la planète.
- TACS (Total Access Communications System), qui repose sur la technologie AMPS, a été fortement utilisé en Grande Bretagne [1].

Cette première génération de réseaux cellulaires utilisant une technologie analogique a été remplacée dès l'apparition d'une seconde génération plus performante [1].

1.2.2. La Deuxième Génération (2G)

Apparue au début des années 90, elle caractérise, de façon générale, les systèmes mobiles numériques. L'usage de la technologie numérique a en effet, permis résoudre les problèmes de capacité et de sécurité inhérents aux systèmes 1G. Les trois instances qui connaissent le plus de succès :

- IS-136 (AMPS numérique) et le GSM (Global System for Mobile communications) : fondés sur la technique d'accès AMRT (Accès Multiple à répartition dans le Temps) qui consiste à diviser la bande de fréquence disponible en canaux. Ces canaux sont répartis en un certain nombre de tranches de temps. On attribue ainsi à chaque utilisateur une tranche de temps qui permet l'accès au canal pour la durée de cette tranche de temps. En Europe, le standard GSM utilise les bandes de fréquences 900 MHz et 1800 MHz. Aux Etats-Unis par contre, la bande de fréquence utilisée est la bande 1900 MHz. La norme GSM autorise un débit maximal de 9,6 kbps, ce qui permet de transmettre la voix ainsi que des données numériques de faible volume, par exemple des messages textes (SMS, pour Short Message Service) ou des messages multimédias (MMS, pour Multimedia Message Service) [2].
- IS-95 CDMA : basée sur la technique d'accès CDMA ou encore AMRC (Accès Multiple à répartition de Code) qui consiste à attribuer à chaque terminal mobile un identifiant unique qui lui permet d'accéder au système [2].

I.2.3. La Génération 2.5G

La rencontre des deux domaines, Internet et les systèmes de communication, a permis d'étendre leurs perspectives conjointement. D'une part, les terminaux mobiles peuvent se doter de la capacité de se connecter à la toile sans restriction de débit, de temps ou de lieu. D'autre part, Internet et ses services dérivés peuvent être exploités par des usagers mobiles. Cette génération n'est donc que le fruit de l'évolution de la deuxième génération et le GPRS (General Packet Radio Service) constitue un exemple typique de l'évolution du GSM en adoptant des méthodes de modulation de haut niveau et des techniques de codage efficace dans le cadre de la méthode d'accès AMRT pour offrir des débits nettement plus intéressants [2]. Les principaux standards de téléphonie mobile 2G+ sont les suivants :

- Le Standard GPRS (General Packet Radio Service) : Le service général de radiocommunication par paquets GPRS est une technologie complémentaire aux réseaux mobiles GSM existants basés sur l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA : Time Division Multiple Access) les intervalles de temps dans un réseau GSM sont normalement alloués de manière à créer une liaison vocale commutée. Dans un réseau de type GPRS, les intervalles de temps sont utilisés au besoin pour les paquets de données. Cela crée un réseau de données très lent, en théorie la vitesse d'un modem à 56 Kbps, et à latence élevée. En France, Bouygues Télécom, Orange et SFR emploient cette technologie [3].
- Le Standard EDGE (Enhanced Data Rates for GPRS Evolution) : En 2003, une amélioration de GPRS, (EDGE), a été partiellement mise en place aux Etats-Unis. Il est connu aussi sous les noms Enhanced GPRS (EGPRS), IMT Single Carrier (IMT-SC) ou Enhanced Data rates for Global Evolution. EDGE est considéré comme une technologie pré-3G. EDGE est souvent utilisé en complément d'un réseau UMTS pour offrir des services à haut débit à davantage d'utilisateurs en zone rurale ou en zone suburbaine. Cette norme a aussi été une étape dans l'attente du lancement des réseaux 3G et 4G qui sont une solution plus performante pour les utilisateurs, mais nécessitent des investissements plus importants pour les opérateurs mobiles [4].

I.2.4. La Troisième Génération (3G)

La norme internationale IMT-2000 à former la base des systèmes cellulaires 3G. Il devrait opérer dans la bande de fréquences de 2 GHz. La version européenne d'IMT-2000 s'appelle UMTS (Universal Mobile Télécommunication System). Aux États-Unis, deux propositions parmi d'autres ont retenu l'attention : une extension d'IS-95 et le CDMA-2000. Deux ensembles de fonctionnalités ou capacités (capacity set) ont été définis pour l'UMTS. L'UMTS s'inspire de la variante japonaise d'IMT-2000 baptisée W-CDMA (Wideband CDMA). Les bandes FDD utilisent le W-CDMA alors que les bandes TDD optent pour la méthode mixte connue sous le nom de TD-CDMA (Time Division CDMA). Quant aux États-Unis, après avoir adopté une version du W-CDMA appelée CDMA 2000, ils ont normalisé en 1998 le UWC-136 (Universal Wireless Communications) basé sur un multiplexage temporel TDMA [5].

I.2.5. La Quatrième Génération (4G ou LTE)

La technologie LTE (Long Term Evolution) ou la 4G s'appuie sur un réseau de transport à commutation de paquet IP, contrairement à la 3G qui transporte la voix en mode circuit. Le LTE utilise des bandes de fréquences hertziennes d'une largeur pouvant varier de 1,4 MHz à 20 MHz, permettant ainsi d'obtenir (pour une bande 20 MHz) un débit binaire théorique de 1 Gbit /s en « downlink », alors que la "vraie 4G" offre un débit descendant atteignant 300 Mbit /s. Comme technique de modulation, le multiplexage OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) apporte une optimisation dans l'utilisation des fréquences en minimisant les interférences [6]. La standardisation par le 3GPP de la 1re version de la norme LTE s'est achevée au début 2008 (3GPP version/Rel 8). Le but du LTE est de permettre l'utilisation du haut-débit mobile, en utilisant l'expérience acquise dans les réseaux 3G afin de permettre une évolution rapide et avec une compatibilité ascendante des terminaux vers les vrais réseaux de quatrième génération 4G « LTE Advanced ». Deux variantes exclusives de la norme LTE ont été définies au niveau radio : le FDD (Frequency Division Duplexing) qui utilise 2 bandes de fréquences distinctes pour l'émission (*upload*) et la réception (*download*) et le TDD (Time-Division Duplex) qui utilise une seule bande de fréquence avec des ressources dynamiquement allouées à l'émission ou à la réception des données (multiplexage temporel) [7].

I.3. La Technologie 5G

I.3.1. Présentation de la Technologie 5G

La 5G c'est la dernière génération pour le réseau cellulaire n'est pas encore normalisée et la finalisation de cette standardisation ne sera pas effective avant 2020. Cependant, une bonne connaissance de ce que sera la 5G est déjà accessible au travers de nombreux travaux de recherches et de développements. La Figure I.1 représente les différentes étapes pour arriver à la 5G. En partant de l'origine réseaux de mobiles, il y a eu la 1G analogique circuit puis la 2G numérique circuit, puis la 3G numérique paquet à l'exception de la parole téléphonique des opérateurs. La 4G passe au totalement numérique même pour la parole téléphonique et elle prend en charge les applications multimédias. Enfin la 5G permet l'augmentation des débits mais surtout la connexion de milliards de choses.

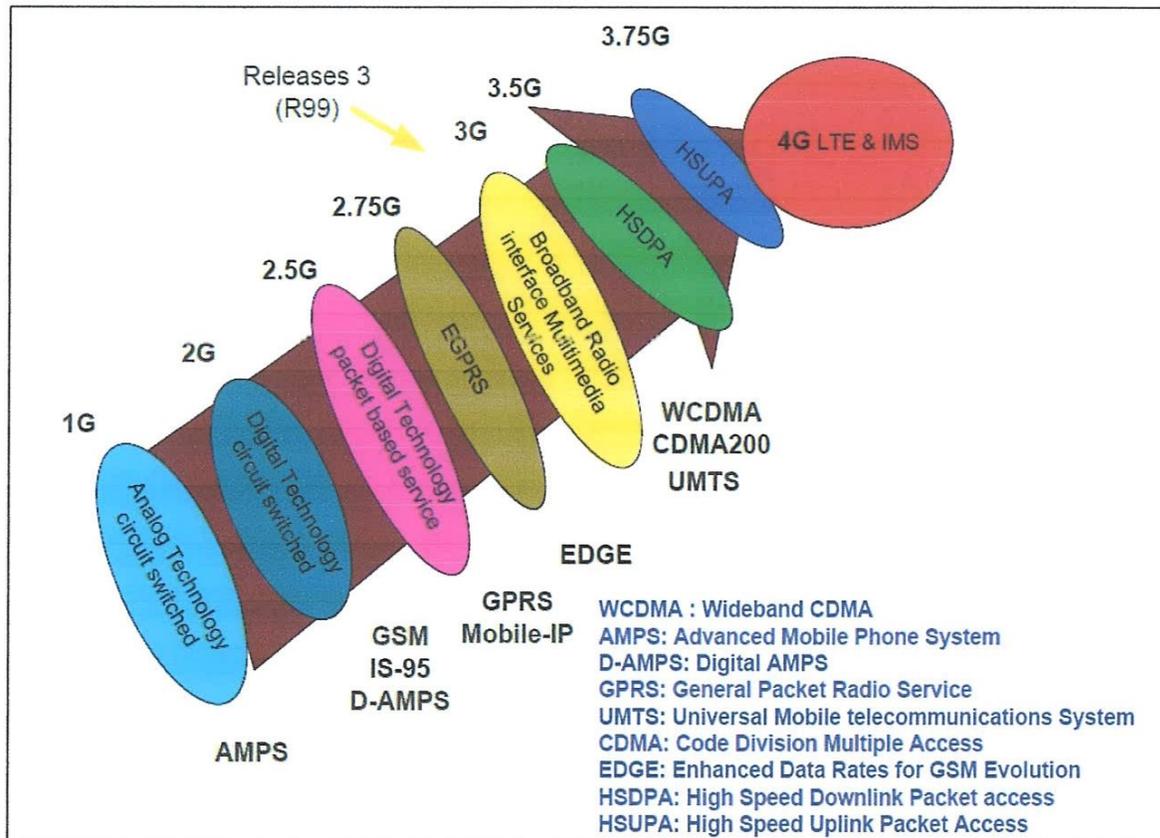


Figure I.1 : Evolution des Réseaux de Communication Mobile

I.3.2. Avantages et Applications de la technologie 5G

Les réseaux de communication modernes doivent être en mesure d'assurer des exigences particulières. Dans le réseau de la cinquième génération, trois dimensions sont importantes :

1. **Le nombre de connexions** : un réseau 5G fournit jusqu'à un million de connexions par kilomètre carré, tandis que 4G n'en fournit que quelques milliers,
2. **La latence** : c'est le temps de réponse d'un système et il est important de le réduire. La technologie 5G peut réduire la latence jusqu'à 1 ms, contre 40 ms en réseau 4G,
3. **Le débit** : c'est la capacité de transmission d'un canal de communication. La 5G permettra la transmission de milliards de bits, contre des milliers de bits pour les réseaux 4G.

De ce fait, les opportunités offertes par la 5G sont extrêmement prometteuses :

- **IoT Internet of Things** : La 5G offrira un meilleur support face au nombre croissant de périphériques personnels et de périphériques IoT qui doivent être connectés à un réseau,
- **Jeux en ligne et VR** : Grâce à l'amélioration de la latence et de la bande passante, la 5G encouragera le développement de nouvelles plateformes de jeux en ligne.
- **Le cloud et le streaming en très haute définition (4K / 8K, 3D)** : La technologie 5G fournira des services de stockage dans le cloud et des plates-formes de streaming, notamment pour regarder des vidéos 3D ou en ultra haute résolution (4K ou même 8K).
- **Voiture intelligente** : En 5G, le temps de latence extrêmement faible devrait permettre l'envoi aux voitures d'informations et de commandes en très peu de temps et sur de grandes distances. Dans un futur système de gestion du trafic automatisé, où les voitures pourraient « communiquer » entre elles, un réseau 5G permettrait d'envoyer une commande de freinage en 1 ms à une voiture roulant à 100 km/h, ce qui correspond à un déplacement de 2,8 cm seulement.
- **La télémédecine** : Des applications futures pourraient concerner les services de santé, comme par exemple une assistance sanitaire à distance. Dans ce cas aussi, grâce au très faible temps de latence, la 5G pourrait permettre une chirurgie à distance où le chirurgien et le patient se trouveraient à deux endroits différents.

I.3.3. Bandes Fréquentielles pour La 5G

Les recherches actuelles portent essentiellement sur l'emploi des ondes centimétriques et millimétriques. Les ondes centimétriques appartiennent à la bande des « super hautes fréquences » (SHF), entre 3 et 30 GHz, dans laquelle on trouve déjà le Wi-Fi à 5 GHz ou la télévision par satellite. Les ondes millimétriques appartiennent à la bande des « extrêmement hautes fréquences » (EHF), entre 30 et 300 GHz, utilisée de manière très ponctuelle [8]. Les dernières discussions de l'Union internationale des télécommunications (UIT) ont permis de focaliser les études sur certaines fréquences pour les réseaux du futur : 24,25 à 27,5 GHz, 31,8 à 33,4 GHz, 37 à 43,5 GHz, 45,5 à 50,2 GHz, 50,4 à 52,6 GHz, 66 à 76 GHz et enfin 81 à 86 GHz. Les Figures I.2(a) and I.2(b) illustrent les bandes des ondes centimétriques et millimétriques et fréquences proposées par l'UIT, respectivement.

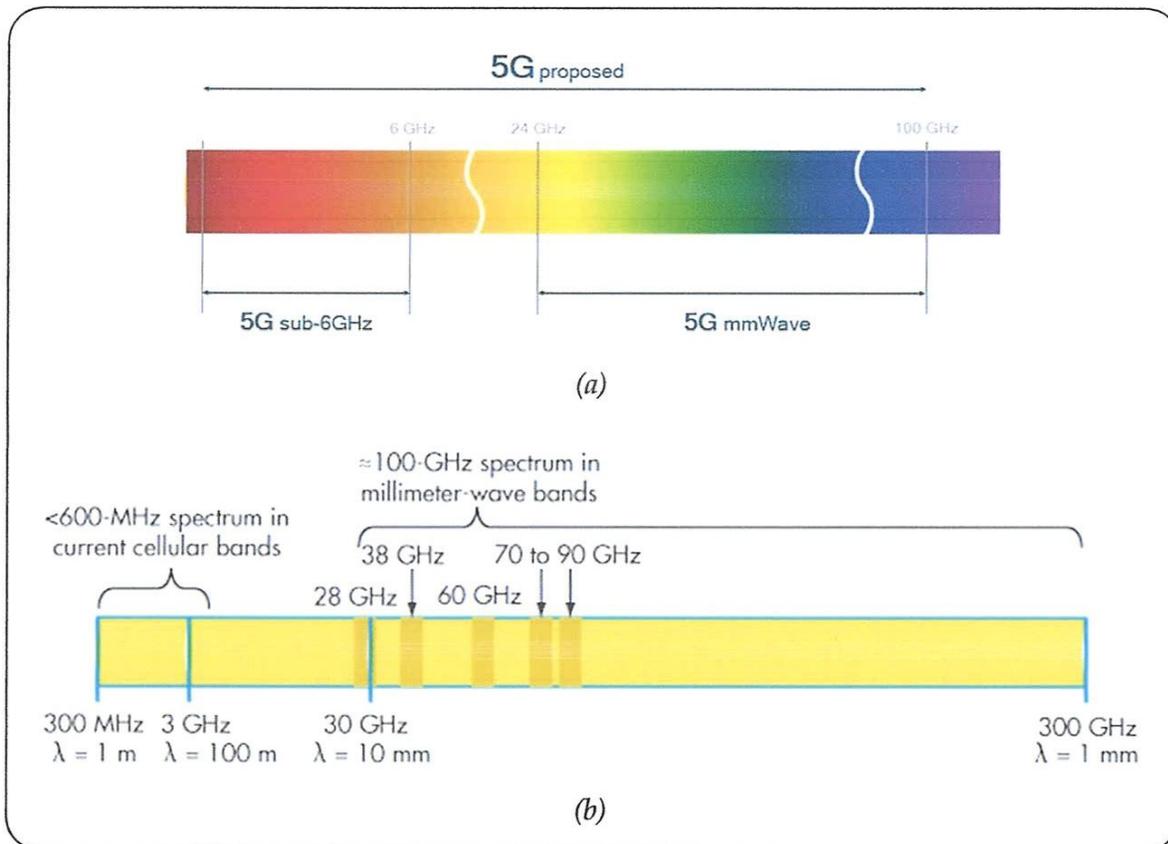


Figure I.2 : Bandes Fréquentielles pour La 5G (a) Bandes des Ondes Centimétriques et Millimétriques (b) Les Fréquences Proposées par l'UIT

communicants, les capteurs, les compteurs intelligents et systèmes de sécurité connectés des appareils de type box domotique.

I.3.5. Formats de Modulation pour La 5G

Cette session présente un aperçu sur formats de modulation candidates pour les futures réseaux 5G :

I.3.5.1. La Modulation OFDM

L'OFDM est une technique de transmission efficace pour lutter contre les effets des trajets multiples. Cette technique divise la bande du système en un grand nombre de sous-bandes orthogonales. Les symboles de flux de bits qui passent par la modulation QAM sont envoyés par le convertisseur série/parallèle où les bits modulés seraient disposés d'une manière telle qu'il serait alimenté en entrée du bloc IFFT. Cependant, pour éviter complètement l'ISI et ICI, on ajoute un intervalle de garde entre les symboles OFDM adjacents. La séquence résultante va passer à travers un convertisseur numérique/analogique, qui sera transmis à travers le canal radio mobile.

I.3.5.2. La Modulation F-OFDM

Afin d'éviter les limitations de modulation OFDM et répondre aux nouveaux défis rencontrés par la 5G, la modulation F-OFDM (Filtered-OFDM) est proposée. Elle consiste à utiliser l'OFDM comme une forme d'onde de base dans chaque sous-bande avec une opération de filtrage pour chaque sous-bande, cela permet de supprimer l'émission à l'extérieur de la bande [10].

I.4.5.3. La Modulation GFDM

La forme d'onde GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing) est basée sur le filtrage temps-fréquence d'un bloc de données, qui conduit à une forme d'onde flexible, non-orthogonale. Pour éviter les interférences inter-symboles, un CP est ajouté à la fin de chaque bloc de symboles [11].

I.3.5.4. La Modulation FBMC

Modulations FBMC-OQAM basés sur la théorie du banc de filtres. Le principe de FBMC-OQAM consiste à diviser le débit de transmission en M flux indépendants en utilisant M sous-porteuses. Une condition d'orthogonalité est introduite entre les sous-porteuses pour garantir que les symboles transmis arrivent au récepteur sans ISI

et ICI. Ceci est réalisé par une transmission des composantes en phase et en quadrature des symboles avec un décalage d'une demi-période de symbole. La technique FBMC sera détaillée dans le reste de cette mémoire.

I.3.5.5. La Modulation UFMC

La modulation UFMC (Universal Filtered Multicarrier) a été introduite comme une généralisation des modulations FBMC et OFDM. Au lieu d'appliquer un filtre sur chaque porteuse en FBMC ou bien appliquer un filtre sur l'ensemble des porteuses en OFDM, l'UFMC applique un filtrage par bloc de porteuses de telle sorte que chaque bloc ait des émissions hors bandes réduites.

I.4. Conclusion

Ce chapitre est un prélude au projet de fin d'étude pour inclure quelques concepts de base dont nous avons besoin dans les chapitres à venir, car nous avons essayé de raccourcir le développement du réseau cellulaire de la première génération (1G) à la dernière génération (5G). Ensuite, la technologie 5G ces applications telles que l'internet des objets, les bandes fréquentielles. Dans le chapitre suivant nous allons détailler et modéliser le format de modulation FBMC proposée pour les réseaux mobiles 5G.

Chapitre II

Modélisation d'un Système FBMC-OQAM

Chapitre II

Modélisation d'un Système FBMC-OQAM

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter une nouvelle technologie de transmission candidate pour le prochain standard de communication sans fil 5G : FBMC (filtre Bank multi-carrier). Elle est aussi considérée comme une suite ou plutôt une alternative au fameux multiplexage par répartition orthogonale de fréquence (OFDM). La banque de filtres multi-porteuse de filtres vise à remédier à certains des inconvénients rencontrés avec le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence OFDM. L'une des principales faiblesses provient du fait que l'OFDM nécessite l'utilisation de ce que l'on appelle un préfixe cyclique. Le préfixe cyclique est essentiellement une copie d'une partie d'un symbole transmis dans OFDM, qui est ajoutée au début du suivant. Cette redondance réduit le débit de la transmission et gaspille également de l'énergie. Un autre inconvénient de la technologie OFDM est que la localisation spectrale des sous porteuses est faible, ce qui entraîne des fuites spectrales et des problèmes de brouillage avec des signaux non synchronisés. La banque de filtres multi-porteuse est un développement d'OFDM. Utilisation de banques de filtres mis en œuvre, généralement à l'aide de techniques de traitement du signal numérique, FBMC. Lorsque les porteurs étaient modulés dans un système OFDM, les lobes latéraux s'étaient de chaque côté. Avec un système de bancs de filtres, les filtres sont utilisés pour les éliminer, ce qui permet d'obtenir un support beaucoup plus propre. Les systèmes utilisant la modulation FBMC sont plus compliqués que l'OFDM. Cela résulte de l'échange de modules FFT/IFFT par les banques de filtres. Ce chapitre donne une modélisation détaillée des différentes parties du système FBMC-OQAM.

II.2 Structure d'un Système FBMC / OQAM

L'idée principale de la FBMC/OQAM est de transmettre des symboles offset QAM (OQAM) au lieu des symboles QAM conventionnels 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 [12]. Si la partie imaginaire est retardée de $T/2$ sur une sous-porteuse, c'est la partie réelle qui sera retardée sur la sous-porteuse suivante. Les figures II.1 et II.2 donnent la structure générale de la technique FBMC/OQAM. A l'émission, on a le bloc OQAM pre-processing et le banc de filtres de synthèse. A la réception, il y a le bloc OQAM post processing et le banc de filtres d'analyse.

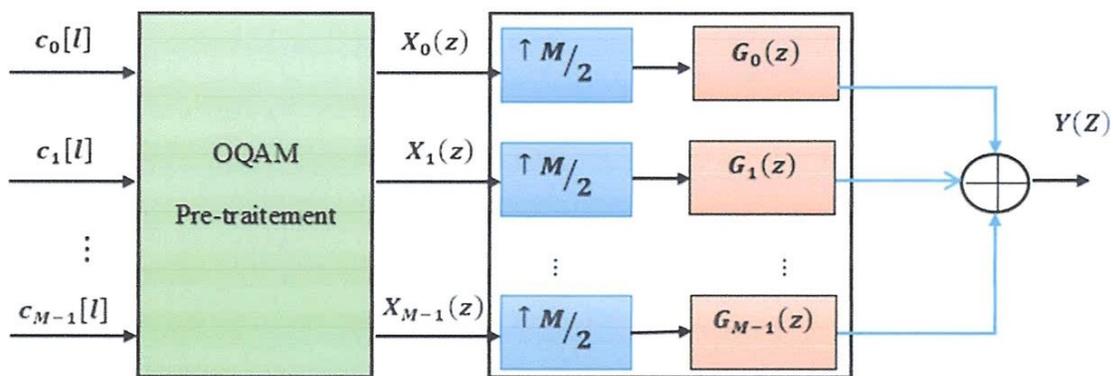


Figure II.1 : Schéma de Principe d'un Transmetteur FBMC

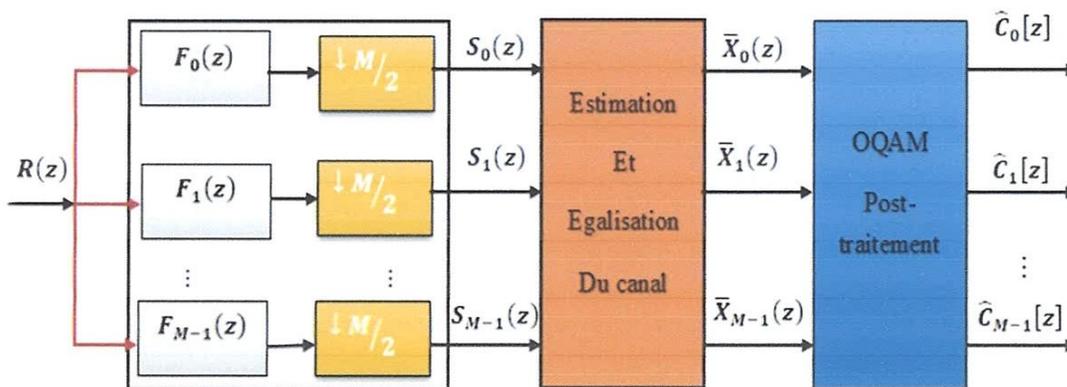


Figure II.2 : Schéma de Principe d'un Récepteur FBMC

II.2.1. Blocs de Pré-Traitement OQAM

La première opération est une conversion complexe/réelle où les parties réelles et imaginaires d'un symbole complexe $c_k(l)$ transmises à un débit $1/T$, sont séparées pour former deux nouveaux symboles $d_k(n)$ et $d_k[n + 1]$. $T = \frac{1}{\Delta f}$ représente la période du signal avec Δf l'espacement entre les sous-porteuses

$$d_k[n] = \begin{cases} Re(c_k[L]), k \text{ pair} \\ Im(c_k[L]), k \text{ impair} \end{cases} \quad (II.1)$$

$$d_k[n + 1] = \begin{cases} Im(c_k[L]), k \text{ pair} \\ Re(c_k[L]), k \text{ impair} \end{cases} \quad (II.2)$$

Avec :

- L : L'indice d'échantillon à l'entrée du bloc Prétraitement OQAM et à la sortie du bloc post- traitement OQAM
- n : L'indice d'échantillon à la sortie du bloc Prétraitement OQAM et à l'entrée du bloc post -traitement OQAM

La seconde opération du bloc Prétraitement OQAM est une multiplication par $\theta_k[n]$ pour maintenir les symboles orthogonaux

$$\theta_k[n] = j^{k+n} \quad (II.3)$$

Les données à la sortie du bloc Prétraitement OQAM, $X_k[n]$ peuvent s'exprimer comme suit :

$$x_k[n] = d_k[n]\theta_k[n] \quad (II.4)$$

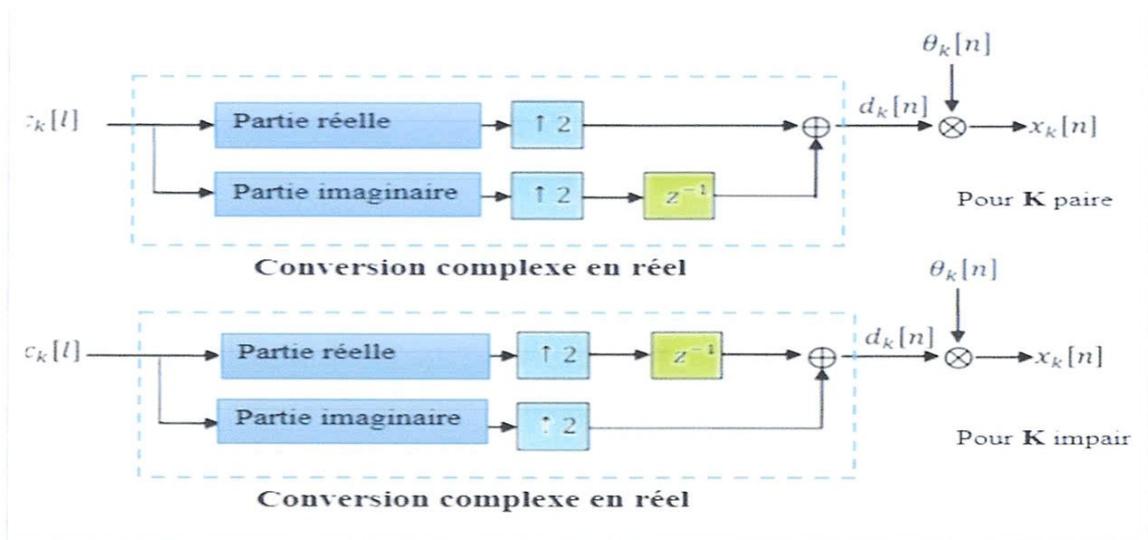


Figure II.3 : Schéma de Principe du Blocs de Prétraitement OQAM.

II.2.2. Blocs de Post-Traitement OQAM

La première opération est une multiplication par le complexe conjugué de $\theta_k[n]$ noté $\theta_k^*[n]$ suivie de l'opération qui ne consiste qu'à prendre la partie réelle. La deuxième opération est la conversion réelle/complexe dans laquelle deux symboles réels successifs, dont l'un des symboles est multiplié par j forment un symbole complexe noté $\hat{c}_k[l]$ défini par [13]:

$$\hat{c}_k[l] = \{ \widehat{d}_k[n] + j \widehat{d}_k[n + 1], k \text{ pair} \quad (II.5)$$

$$\hat{c}_k[l] = \{ j \widehat{d}_k[n + 1] + \widehat{d}_k[n], k \text{ impair} \quad (II.6)$$

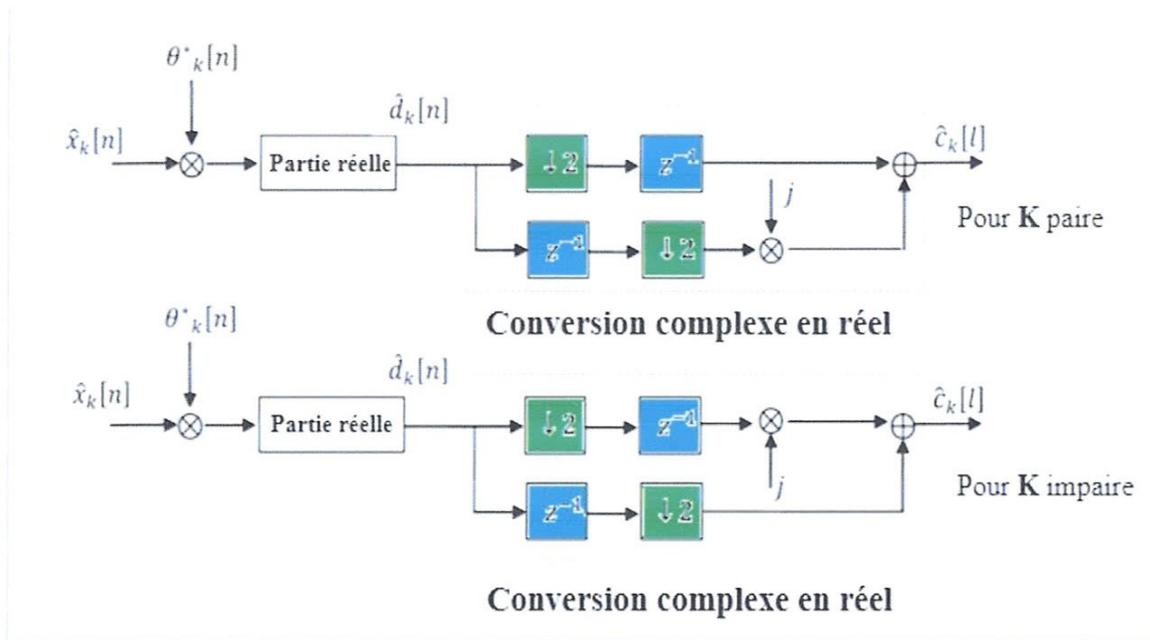


Figure II.4 : Schéma Fonctionnel du Post-Traitement OQAM.

II.2.3. Décimation et Interpolation

Les deux opérateurs de base pour construire un filtre multi cadence sont :

- ❖ **Décimateur par M** : Élimine $M-1$ échantillons successifs sur M échantillons d'un signal donné. La décimation est une forme de compression temporelle. Elle consiste à sous-échantillonner le signal d'entrée.

L'opération de sous-échantillonnage d'un facteur appliqué à un signal $x(n)$ consiste à en prélever un échantillon sur M . Elle est représentée par le schéma bloc de la Figure II.5. Le signal $y(n)$ est défini par l'égalité :

$$y(n) = x(Mn) \quad (II.7)$$

Par transformée de Fourier il vient

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X\left(\exp\frac{j(\omega-2\pi k)}{M}\right) \quad (II.8)$$

Le sous-échantillonnage a une interprétation simple dans le domaine fréquentiel : le spectre du signal sous-échantillonné est la superposition de M versions décalées et étirées du spectre du signal d'entrée.

❖ **Interpolateur par M** intercale M-1 zéros entre chaque deux échantillons d'un signal donné, consiste à sur-échantillonner le signal d'entrée.

Le signal $x(n)$ est sur-échantillonné d'un facteur M quand, entre deux échantillons consécutifs, sont insérés M-1 zéros. Le signal obtenu $y(n)$ est donc défini par la relation

$$y(n) = \begin{cases} x\left(\frac{n}{M}\right) & \text{si } n \text{ est multiple de } M \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (II.9)$$

Elle est représentée par le schéma bloc de la Figure II.6

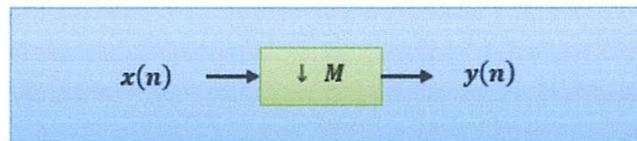


Figure II.5 : Bloc d'Opération de Sous-Échantillonnage (Décimateur)

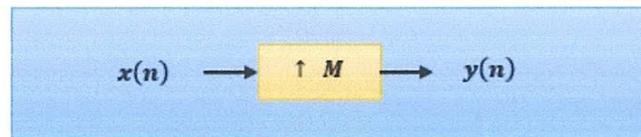


Figure II.6 : Bloc d'Opération de Sur-échantillonnage (Interpolateur)

La relation entre les transformées de Fourier de l'entrée et de la sortie d'un sur-échantillonneur est donnée par :

$$Y(e^{j\omega}) = X(e^{jM\omega}) \quad (II.10)$$

II.2.4. Banc de Filtres de Synthèse (SFB)

Le filtre de mise en forme G est un filtre à réponse impulsionnelle finie contenant $L_0 = KN$ coefficients, dont la transformée en z s'écrit [14] :

$$G(z) = \sum_{l=0}^{L_0-1} g[l] z^{-l} \quad (II.11)$$

K est le facteur de recouvrement. $G(z)$ peut être décomposé en N filtres élémentaires. Il forme donc un réseau polyphase :

$$\begin{aligned} G(z) &= \sum_{l=0}^{L_0-1} g[l] z^{-l} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} g[KN + n] z^{-(KN+n)} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{k=0}^{K-1} g[KN + n] z^{-kN} \right] z^{-n} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} E_n(z^N) z^{-n} \end{aligned} \quad (II.12)$$

Avec :

$$E_n(z^N) = \sum_{k=0}^{K-1} g[KN + n] z^{-kN} \quad (II.13)$$

Les composants polyphases de $G(z)$. Notons maintenant $G_i(z)$ le filtre déduit de $G(z)$ après un décalage fréquentiel de i/N :

$$G_i(z) = \sum_{l=0}^{L_0-1} g[l] e^{j\frac{2\pi}{N}il} z^{-l} \quad (II.14)$$

En utilisant la représentation polyphase, $G_i(z)$ s'écrit :

$$G_i(z) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} g[KN + n] e^{j\frac{2\pi}{N}i(KN+n)} z^{-(KN+n)} \quad (II.15)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}i(n)} E_n(z^N) z^{-n} \quad (II.16)$$

Un banc de filtres uniforme est obtenu en décalant la réponse de $G(z)$ sur l'axe fréquentiel. Il est déduit de $G(z)$, qui est donc appelé le filtre prototype du banc de filtres. Si tous les filtres déduits du filtre prototype le sont par des décalages multiples de $1/N$, alors le banc de filtres a pour expression :

$$\begin{bmatrix} G_0(z) \\ G_1(z) \\ \vdots \\ G_{N-1}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \omega^{-1} & \dots & \omega^{-(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \omega^{-(N-1)} & \dots & \omega^{-(N-1)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_0(z^N) \\ Z^{-1}E_1(z^N) \\ \vdots \\ Z^{-(N-1)}E_{N-1}(z^N) \end{bmatrix} \quad (II.17)$$

Où $w = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$, et la matrice de la transformée de Fourier inverse d'ordre N et notée IFFT. Le signal émis est obtenu en transmettant en parallèle les symboles $X^k[n]$ sur le banc de filtres modulés. La multiplication par la matrice de transformée de Fourier inverse IFFT peut être commutée avec l'opération de sur échantillonnage. De plus, en appliquant la première identité de Noble [14], il est possible de commuter le sur échantillonnage avec les composantes polyphases, en remplaçant $E_n(z^N)$ par $E_n(z)$. L'implémentation polyphase du banc de filtres de synthèse peut par conséquent être simplifiée. Elle est représentée par la Figure II.7.

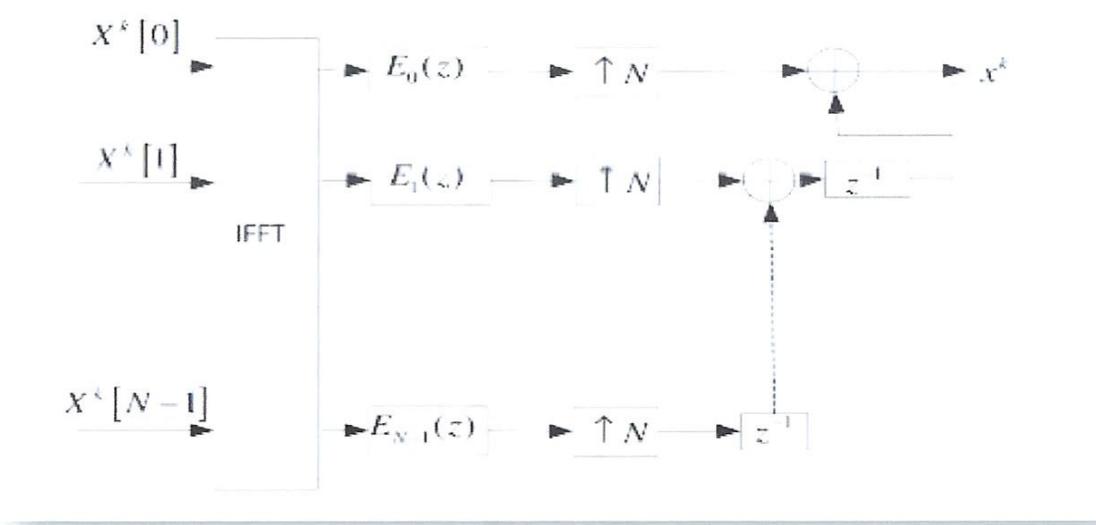


Figure II.7 : Implémentation Polyphase Simplifiée du Banc de Filtres de Synthèse

II.2.5 Banc de Filtrés d'Analyse (AFB)

Au récepteur, le signal émis est récupéré en décomposant en fréquence le signal d'entrée par passage dans un banc de filtres d'analyse.

Le banc de filtres d'analyse possède une structure duale de celle du banc de filtres de synthèse. Elle est obtenue d'une façon similaire.

Notons $G_{-i}(z)$ le filtre déduit de $G(z)$ après un décalage fréquentiel de $-i/N$:

$$G_{-i}(z) = \sum_{l=0}^{L_G-1} g[l] e^{-j\frac{2\pi}{N}il} z^{-l} \quad (II.18)$$

En utilisant la représentation polyphase, $G_{-i}(z)$ devient :

$$G_{-i}(z) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{k-1} g[kN+n] e^{j\frac{2\pi}{N}i(kN+n)} z^{-(kN+n)} \quad (II.19)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}i(n)} E_n(z^N) z^{-n} \quad (II.20)$$

En considérant tous les filtres déduits de $G(z)$ par des décalages négatifs multiples de $1/N$, on obtient :

$$\begin{bmatrix} G_0(z) \\ G_{-1}(z) \\ \vdots \\ G_{-(N-1)}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \omega^{-1} & \dots & \omega^{-(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \omega^{(N-1)} & \dots & \omega^{-(N-1)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_0(z^N) \\ Z^{-1}E_1(z^N) \\ \vdots \\ Z^{-(N-1)}E_N(z^N) \end{bmatrix} \quad [II.21]$$

FFT est la matrice de transformée de Fourier discrète d'ordre N . Le signal d'entrée passe donc tout d'abord dans une chaîne introduisant des délais, et est ensuite filtré par les composantes polyphases. L'opération de filtrage est suivie par une transformée de Fourier.

La transformée de Fourier peut être commutée avec le sous-échantillonnage. La première identité de Noble indique de plus que le sous-échantillonnage peut être commuté avec les composantes polyphases. Le banc de filtres d'analyse a donc une structure simplifiée qui est représentée par la Figure II.8.

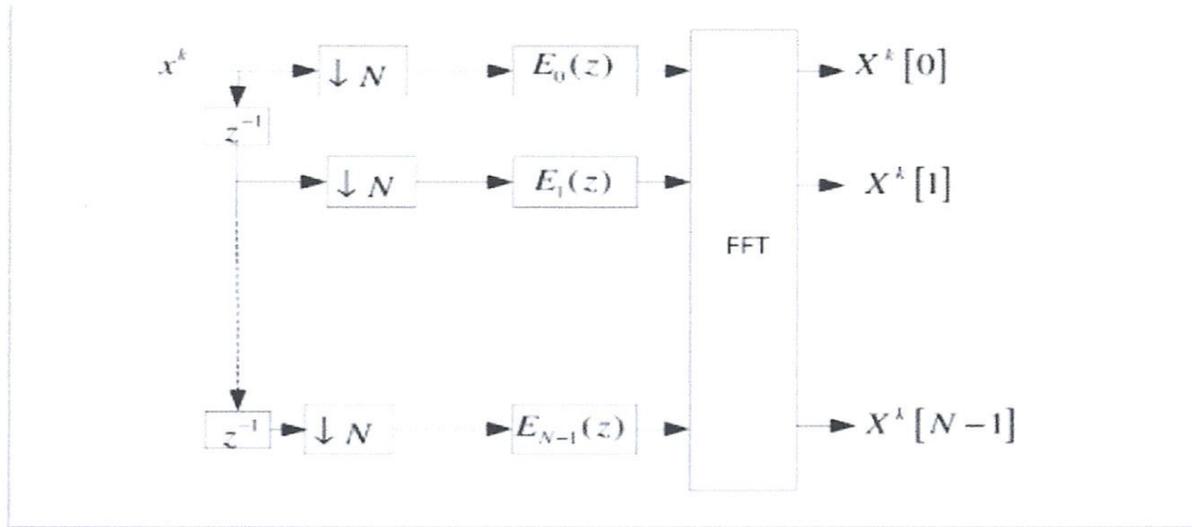


Figure II.8 Implémentation simplifiée du banc de filtres d'analyse

II.3.5. Structure polyphase en FBMC/OQAM

La structure du banc de filtres d'émission est représentée par la figure II.9. Elle peut être séparée en deux sous-systèmes : le premier utilisant le filtre prototype $g(t)$ et le second utilisant le filtre prototype $g(t - \frac{TN}{2})$ [14].

Le retard de $N/2$ échantillons, qui est équivalent à la moitié de la période symbole du système multiporteuse $TN/2$, peut être déplacé de $g(n - N/2)$ vers le second sous-système. La structure polyphase de l'émetteur FBMC/OQAM est alors obtenue en remplaçant chaque sous-système par son implémentation polyphase (Figure II.10). De la même façon, la structure du récepteur FBMC peut être séparée en deux sous-systèmes utilisant respectivement les filtres prototypes $g(t)$ et $g(t + TN/2)$. Le retard de $-N/2$ échantillons peut, de plus, être déplacé à l'entrée du second sous-système. En utilisant le banc de filtres d'analyse de la Figure II.8, on obtient la structure de la réceptrice FBMC/OQAM polyphase. Elle est représentée par la Figure II.11.

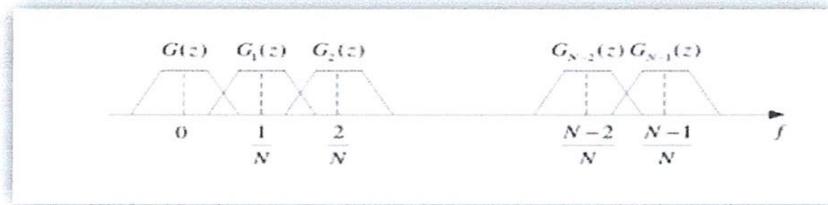


Figure II.9 : Réponse en Fréquence du Banc de Filtrés

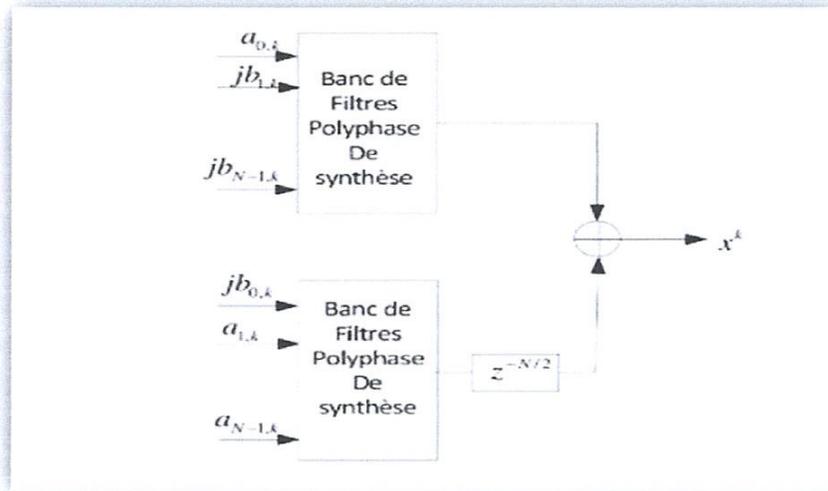


Figure II.10 : Représentation par Bloc de l'Implémentation Polyphase pour l'Émetteur FBMC/OQAM

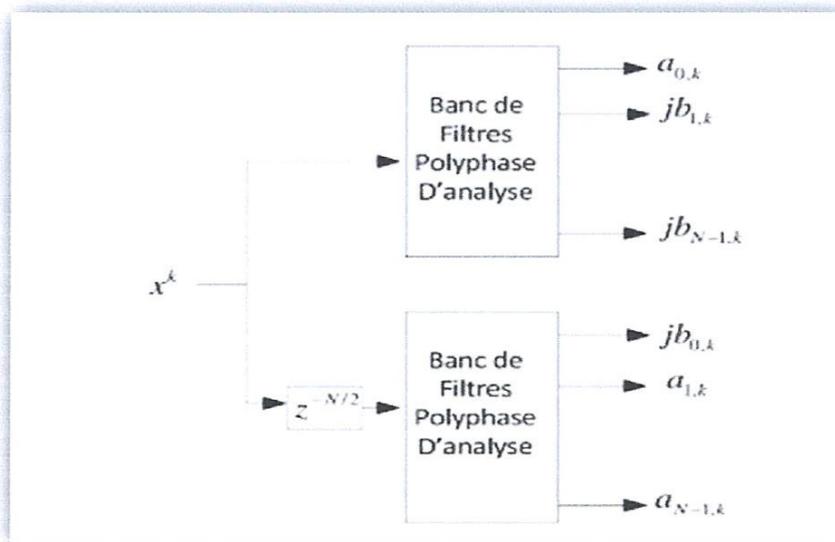


Figure II.11 : Représentation par Bloc de l'Implémentation Polyphase par le Récepteur FBMC/OQAM

II.4. Modèle de l'Émetteur

Le schéma fonctionnel de l'émetteur FBMC / OQAM est indiqué dans la Figure II.12.

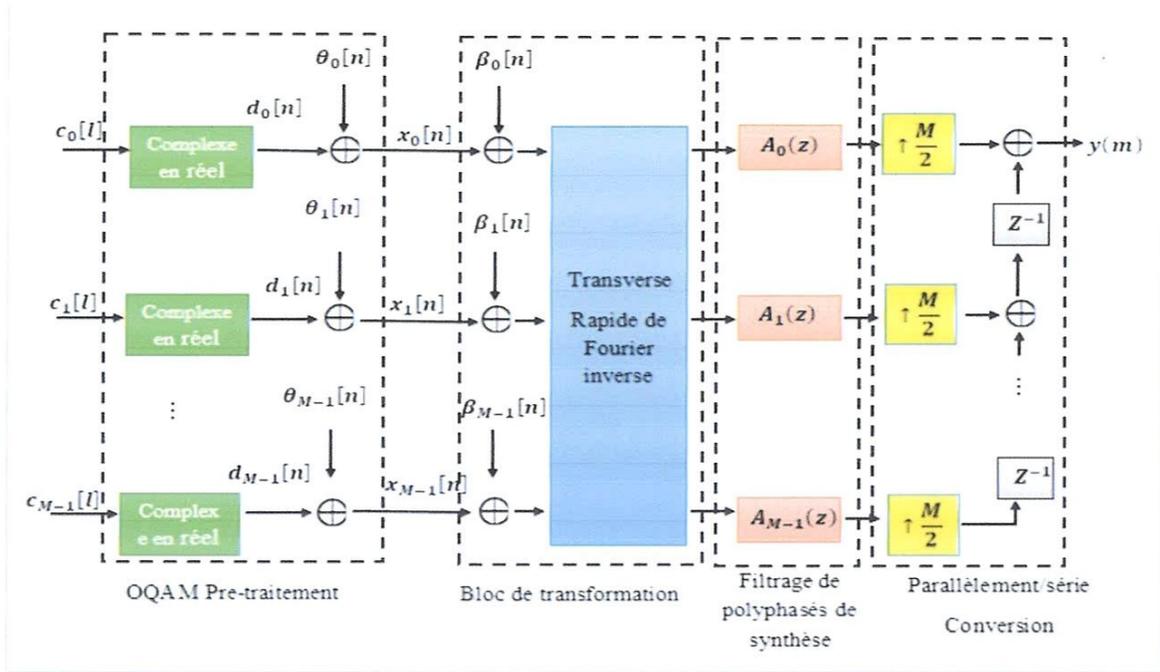


Figure II.12 : Schéma Fonctionnel d'un Transmetteur FBMC/OQAM

Le signal transmis peut être écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{aligned} Y(Z) &= \mathbf{G}^T(Z) \cdot \mathbf{X}(Z^{M/2}) \\ &= (\boldsymbol{\beta} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{A}(Z) \cdot \mathbf{O}(Z))^T(Z) \cdot \mathbf{X}\left(Z^{\frac{M}{2}}\right) \end{aligned} \quad (II.22)$$

D'où :

$$\mathbf{X}(Z^{M/2}) = [X_0(Z^{M/2}) X_1(Z^{M/2}) \dots X_{M-1}(Z^{M/2})]^T \quad (II.23)$$

En outre, le signal de bande de base à temps discret à la sortie du banc de filtres de synthèse de l'émetteur FBMC basé sur la modulation OQAM peut être exprimé comme suit :

$$y[m] = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{\infty} x_k[n] \beta_k[n] p\left[m - n \frac{m}{2}\right] e^{j \frac{2\pi}{M} km} \quad (II.24)$$

$$= \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{\infty} d_k[n] \theta_k[n] \beta_k[n] p\left[m - n \frac{m}{2}\right] e^{j \frac{2\pi}{M} km} \quad (II.25)$$

Où m est l'indice d'échantillon à la sortie SFB / entrée AFB et M est le nombre de sous-porteuses dans le banc de filtre.

II.5 Modèle de Récepteur

Le schéma fonctionnel du récepteur FBMC / OQAM est illustré à la Figure II.13

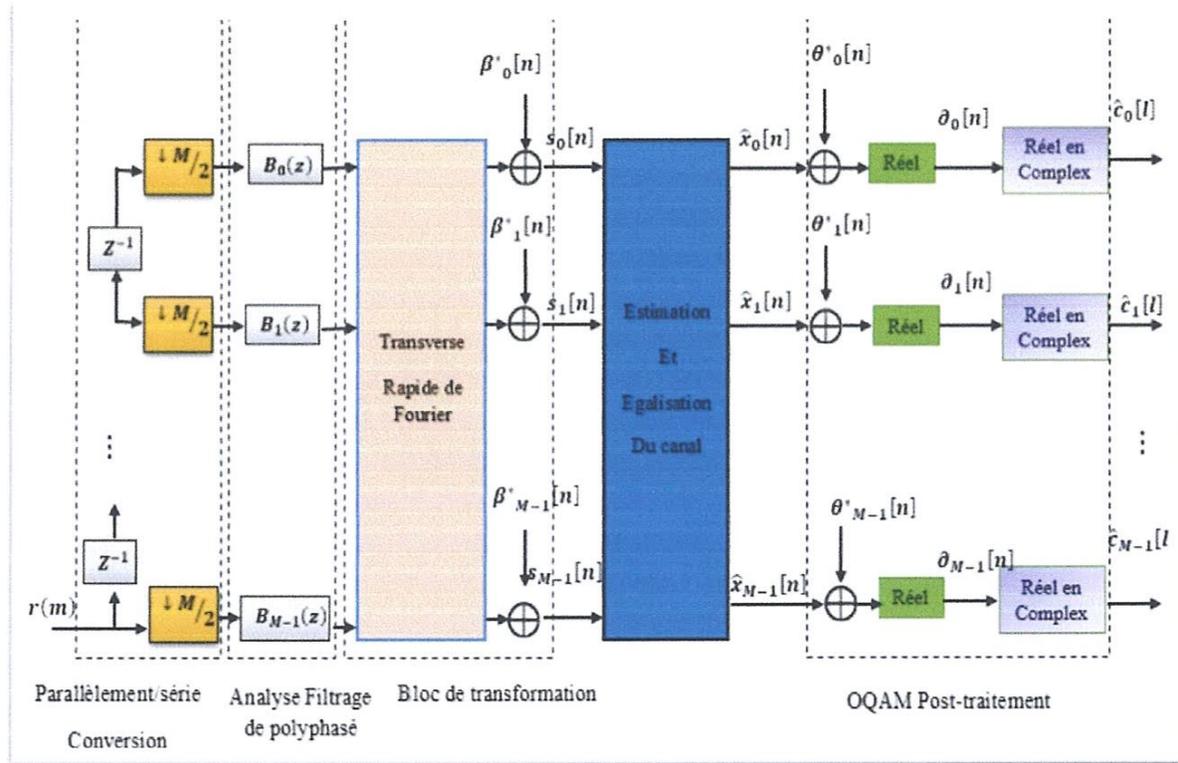


Figure II.13 : Schéma Fonctionnel d'un Récepteur FBMC/OQAM.

Une fois que le signal transmis passe par le canal sans fil, l'échantillon de signal reçu sur la k ième sous-porteuse pour le m ième symbole FBMC / OQAM peut être exprimé comme suit :

$$r_k[m] = y_k[m]h_k[m] + w_k[m] \quad (II. 26)$$

Où $r_k[m]$ est un processus d'épanouissement complexe de k ième sous-porteuse pour le m ième symbole FBMC / OQAM $w_k[m]$ est un bruit blanc additif de type gaussien (AWGN). Les processus de bruit $w_k[m]$ sont supposés être mutuellement indépendants et répartis de façon identique des processus Gaussiens complexes à moyenne zéro, avec des variances égales σ_w^2 [XX].

Après traitement du signal reçu $r_k[m]$ avec le bloc de banc de filtre d'analyse, le signal résultant à l'entrée de l'estimation de canal et de l'égalisation est donné par :

$$s_k[n] = [r_k[m] * f_k[m]]_{\downarrow \frac{M}{2}} = x_k[n]. q_k[n] + \eta_k[n] \quad (II. 27)$$

Où $q_k[n] = [h_k[m]g_k[m] * f_k[m]]_{\downarrow \frac{M}{2}}$, avec (*) désigne l'opérateur de convolution, et $\eta_k[n]$ est un processus de bruit gaussien avec une variance σ_η^2 .

Sous l'hypothèse des conditions de reconstruction presque parfaites du type de filtre, il s'ensuit que la valeur de $g_k[m] * f_k[m]$ est une contribution de petite taille, et sera ignoré à partir de maintenant. Selon cette hypothèse, il s'ensuit que

$$q_k[n] = [h_k[m]g_k[m] * f_k[m]]_{\downarrow \frac{M}{2}} \cong h_k[m] \quad (\text{II. 28})$$

Ainsi, l'équation (II. 24) est réduite à :

$$s_k[n] = x_k[n]. h_k[n] + \eta_k[n], k=0, 1 \dots M-1 \quad (\text{II. 29})$$

II.6 Conclusion

Le format de modulation FBMC est actuellement plus attrayant que L'OFDM pour différentes applications de systèmes de communication. En effet, il présente plusieurs avantages par rapport à OFDM. Premièrement, il ne nécessite pas un CP qui donne une meilleure utilisation du spectre alloué. De plus, il a un prototype de filtre conçu selon les critères de Nyquist qui peut réduire le problème de fuite spectrale de l'OFDM et donc réduire l'ISI et l'ICI. De plus, lorsque les bancs de filtres sont combinés avec une modulation d'amplitude en quadrature décalée (FBMC / OQAM), ceci conduit à un débit de transmission de données maximum.

Chapitre III

Techniques d'Egalisation du Canal

Chapitre III

Techniques d'Egalisation Du Canal

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter une généralité sur le canal de transmission et son impact sur le signal transmetteur et ensuite nous tenterons d'expliquer le principe d'estimation de canal multi-trajets et sa rôle dans l'amélioration du signal reçu avec la mention de certains types de l'estimateur comme : L'estimateur à moindres carrés (LS), L'estimateur LS -modifié (LSM)....

À la fin, nous terminerons par une notion générale d'égalisation du canal avec mention des différents types d'égalisateurs et aussi détailler des techniques d'égalisation (la technique ZF et MMSE) et indiquant la différence entre ces dernières.

III.2 Modélisation du Canal

Le chemin entre la station de base et les stations mobiles de communications mobiles est caractérisé par la réflexion, la diffraction et la diffusion d'ondes radio à partir d'objets tels que des bâtiments, des collines, des arbres, etc. Par conséquent, le signal reçu consiste en une superposition de plusieurs copies retardées et atténuées du signal transmis. Cela donne lieu à un évanouissement sélectif en fréquence qui diffuse le signal transmis dans le temps et, par conséquent, conduit à l'ISI [17].

Le signal transmis FBMC-OQAM $y_k[m]$ dans l'équation (II.24) est supposé passer par un canal de Rayleigh d'évanouissement sélectif en fréquence variable dans le temps $h_k[m]$, avec un bruit Gaussien blanc additif (AWGN) tel qu'illustré dans la Figure III.1.

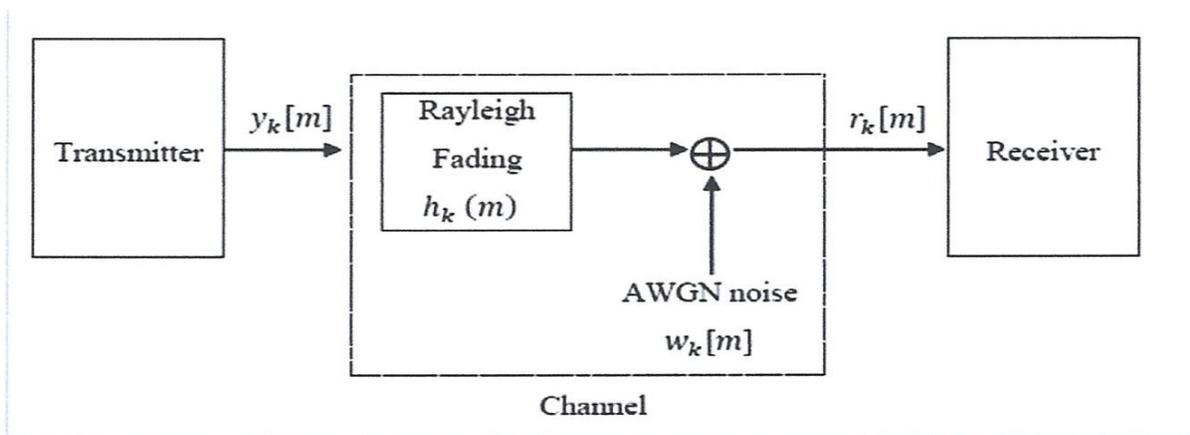


Figure III.1 Schéma Fonctionnel d'un Modèle de Canal.

Le processus d'évanouissement plat non sélectif de fréquence sur le m ième symbole FBMC/OQAM peut être modélisé comme une somme de diffuseurs L_s donnée en tant que somme d'exponentiels complexes pondérés :

$$h_k[m] = \sum_{l=1}^{L_s} g_{kl} e^{j(2\pi f_d m \cos \varphi_{kl} + \vartheta_{kl})} \quad (III.1)$$

Où g_{kl} , φ_{kl} et ϑ_{kl} sont respectivement, l'amplitude dispersée aléatoire, l'angle d'arrivée et la phase initiale associée à le l -ième diffuseur, le k -ième porteuse et de m ième symbole FBMC / OQAM et f_d est la fréquence Doppler.

III.3 Estimation de Canal

L'estimation de canal est une tâche cruciale du récepteur dans les systèmes de communication sans fil, en particulier en cas de mobilité où les paramètres du canal varient avec le temps. La Figure III.2 montre le principe de l'estimation d'un canal multi-trajets.

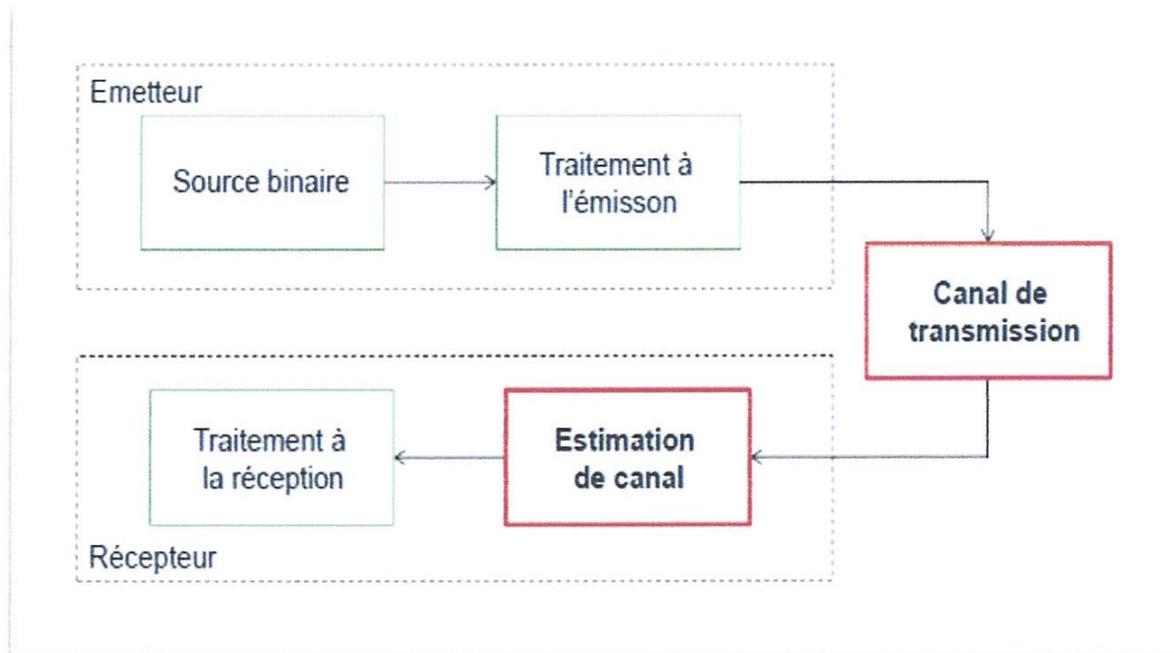


Figure III.2 : Principe de l'Estimation d'un Canal Multi-trajets

L'estimation de canal est basée sur des symboles pilotes transmis à certaines positions dans la grille temps-fréquence. Les atténuations de canal sont estimées au moyen d'interpolation entre ces pilotes. Les atténuations de canal dans les points voisins dans la grille temps-fréquence sont fortement corrélés, une propriété qui peut être utilisée pour l'estimation de canal. Le canal peut être estimé avec l'utilisation de l'un des algorithmes suivants [18] :

- L'estimateur à moindres carrés (LS) ;
- L'estimateur LS modifié (LSM) ;
- L'estimateur linéaire à erreur quadratique moyenne minimale (LMMSE) ;
- L'estimateur LMMSE modifié (LMMSEM) ;
- L'estimateur à vraisemblance maximale (ML)

III.4. Égalisation du Canal

Dans un canal sans fil, les trajets multiples introduit un délai dans les différents symboles ce qui produit une interférence entre symboles. Après le canal de transmission, le symbole qu'on veut extraire se trouve perturbé par cette interférence. Théoriquement, si le canal est connu, il est possible d'éliminer complètement l'effet de l'interférence par utilisation de l'égalisation du canal. La connaissance du canal est effectué généralement à travers une estimation du canal. La Figure III.3 présente un exemple de l'effet du canal, l'estimation du canal et l'égalisation du canal [19].

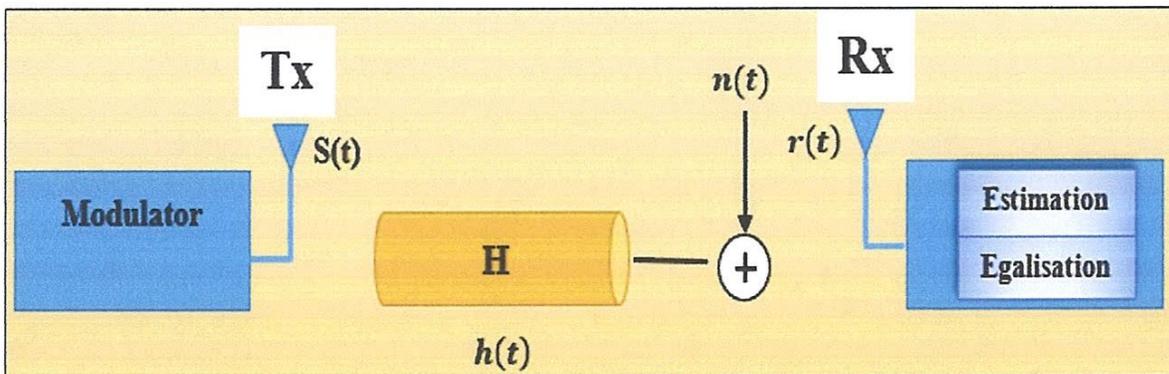


Figure III.3 : Exemple d'une fréquentielle d'un canal et d'un égaliseur

Supposons que la réponse impulsionnelle du canal est donnée par :

$$h = [1 \ 0 \dots 0 \ \gamma] \quad (III.2)$$

Où $\gamma > 1$ est la puissance de trajet secondaire. La transformation en Z de h est :

$$H(z) = 1 + \gamma z^{nT_s} \quad (III.3)$$

La réponse impulsionnelle de l'égaliseur est une fonction inverse de $H(z)$:

$$H(Z)^{-1} = \frac{1}{1+\gamma z^{nT_s}} = \sum_{i=0}^{\infty} (-\gamma z^{nT_s})^i = 1 - \gamma z^{nT_s} + \gamma^2 z^{2nT_s} - \gamma^3 z^{3nT_s} + \dots \quad (III.4)$$

L'équation précédente exprime la réponse impulsionnelle infinie. Pour un canal avec un trajet principal et un trajet multiple, la réponse impulsionnelle de l'égaliseur doit avoir deux coefficients au minimum. Dans la réalité, le nombre de trajets multiples est inconnu. Alors, le nombre de coefficients de l'égaliseur est souvent plus grand que deux.

III.4.1. La Technique ZF

Le *zéro forcing* est un filtre qui tente d'inverser exactement la fonction de transfert du canal, ce qui est *a priori* précisément le but recherché, idéalement, par l'égalisation. Cette technique permet d'annuler totalement la dispersion apportée par le canal. Le coefficient d'égalisation appliqué sur chaque sous-porteuse est donné par :

$$g_k = \frac{1}{h_k} \text{ avec } h_k \neq 0 \quad (\text{III.5})$$

Cependant, le principal inconvénient de cette méthode est que, pour les faibles amplitudes de h_k , la multiplication par une fonction inverse du canal se traduit par une forte amplification du bruit, ce qui dégrade rapidement le taux d'erreurs. Les performances de cette technique, qui restaure l'orthogonalité des codes d'étalement, seront donc indépendantes du nombre d'utilisateurs. Son défaut est l'amplification du terme de bruit blanc lors d'évanouissements profonds, lorsque h_k tend vers 0. Dans ce cas, le bruit amplifié sur certaines porteuses va dégrader les performances globales du système. Afin de compenser cet effet, il est possible d'appliquer cette technique jusqu'à un certain seuil. Pour des amplitudes inférieures à ce seuil, on utilise une valeur de g_k fixe :

$$g_k = \begin{cases} \frac{1}{h_k} & \text{si } |h_k| > \alpha \\ \xi & \text{si } |h_k| \leq \alpha \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

La Figure III.4 présente le schéma de principe de l'égalisation du Canal avec la Technique ZF (Zéro Forcing).

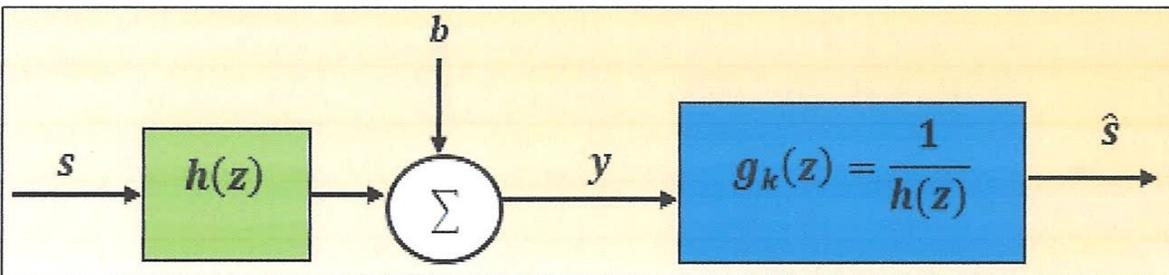


Figure III.4 : Egalisation du Canal avec la Technique ZF (Zéro Forcing)

III.4.2. La Technique MMSE

La technique MMSE (Minimum Mean Square Error) offre un compromis entre la minimisation du terme d'interférences d'accès multiples et la maximisation du rapport signal à bruit. Elle est issue de l'application du filtre de Wiener. Le calcul du coefficient d'égalisation a pour but de minimiser l'erreur quadratique moyenne. Cette résolution conduit à l'expression des coefficients g_K :

$$g_K = \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + \frac{1}{\gamma_k}} \quad \text{avec } h_k \neq 0 \quad (\text{III. 7})$$

Avec l'hypothèse d'un canal normalisé en puissance, $E[|h_k|^2] = 1$. Le coefficient γ_k est calculé à partir de l'estimation du rapport signal sur bruit. La technique MMSE est plus adaptée que la technique ZF [20].

II.8. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une étude sur le canal de transmission, l'approche d'estimation de canal et ensuite nous avons discuté le principe de l'égalisation du canal. Par la suite on a tiré par la discussion les deux différents types des techniques d'égalisateurs linéaires ZF et MMSE.

Chapitre IV

Résultats de Simulation

Chapitre IV

Résultats de Simulation

IV.1 Introduction

L'objectif de ce quatrième chapitre, est l'évaluation des performances d'un système FBMC/OQAM proposée pour les systèmes de communications 5G. En premier lieu un programme simulant le système en question avec ses différents paramètres est implémenté sous le logiciel MATLAB. Par la suite la Densité spectrale de puissance (PSD), le PAPR et le BER du système seront évalués en fonction de différents paramètres (Type de Modulation, Nombre de IFFT, Filtres, ...etc.). À la fin nous fournirons l'effet de codage canal et de l'égalisation (ZF, MMSE).

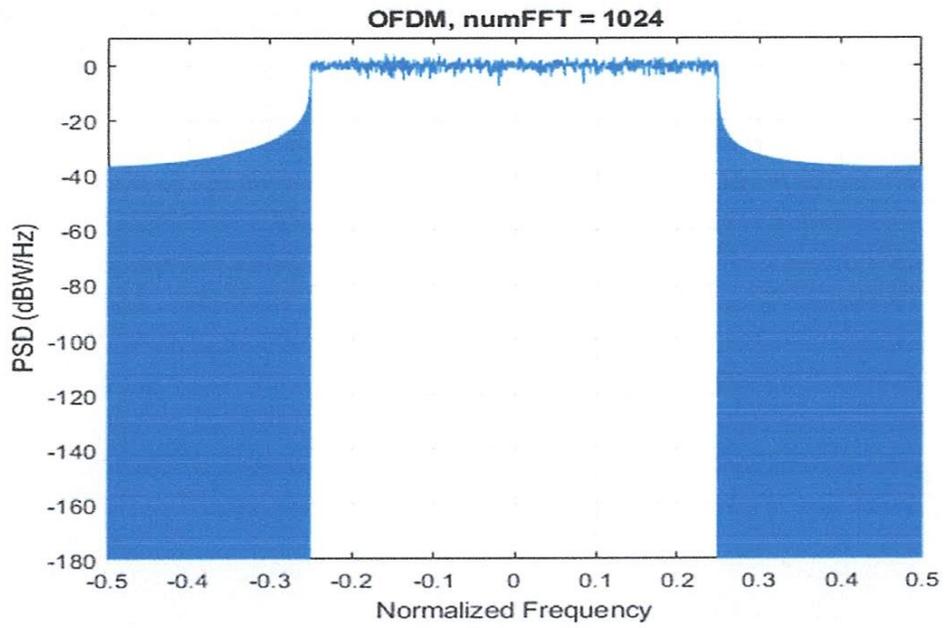
IV.2 Evaluation de PSD

La Densité spectrale de puissance (PSD) est la réponse en fréquence d'un signal aléatoire ou périodique. Elle nous indique où la puissance moyenne est distribuée en fonction de la fréquence. Mathématiquement, le PSD est égale à la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation :

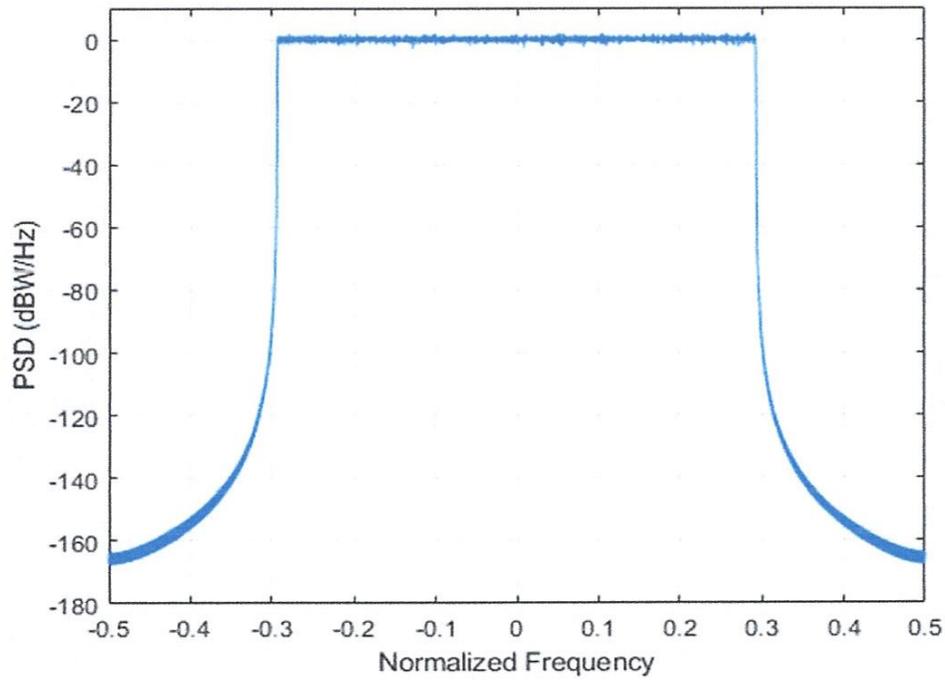
$$S_x(f) = \int_{-T}^T R_x(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (IV.1)$$

$$R_x(\tau) = E\{x(t)x^*(t + \tau)\} \quad (IV.2)$$

La Figure VI.1 montre la densité spectrale de puissance pour les systèmes OFDM, FBMC respectivement.



(a)



(b)

Figure IV.1 : Densité Spectrale de Puissance (a) OFDM, (b) FBMC

On remarque que le format de modulation FBMC présente les lobes les plus faibles que l'OFDM à l'extérieur de la bande désirée. Cela peut être justifié les filtres utilisés dans ces formats de modulation.

IV.3 Effet de Type de Filtre Prototype en FBMC/OQAM

Pour le système FBMC-OQAM, divers prototypes de filtres sont conçus. Le filtre le plus utilisé dans ce système est le filtre PHYDYAS. Néanmoins, des filtres tels que le filtre de racine carrée-cosinus surélevé (CSRR), le filtre rectangulaire, le filtre Hermite sont également été utilisés quelques fois, afin d'étudier l'impact du filtre.

IV.3.1 Le Filtre PHYDYAS

La réponse impulsionnelle du filtre PHYDYAS est donnée par :

$$p(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{A}} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^k F_k \cos\left(\frac{2\pi kt}{KT}\right) \right] & t \in [0, KT] \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (IV.3)$$

IV.3.2 Le Filtre RRC

Dans le traitement de signal un filtre RRC parfois connu sous le nom de filtre de racine carrée-cosinus surélevé (CSRR). La réponse impulsionnelle du filtre RRC est la suivante :

$$p(t) = \frac{4\alpha}{\pi\sqrt{T}} \frac{\cos\left[\frac{(1+\alpha)\pi t}{T}\right] + \frac{T}{4\alpha t} \sin\left[\frac{(1-\alpha)\pi t}{T}\right]}{1 - \left(\frac{4\alpha t}{T}\right)^2} \quad (IV.4)$$

IV.3.3 Le Filtre Hermite

Le filtre Hermite est obtenu à partir des combinaisons linéaires des fonctions Hermite-Gaussiennes. En déformant le filtre gaussien avec les fonctions Hermite de haute qualité, des passages à zéro sont fournis pour satisfaire le critère de Nyquist. Il a des caractéristiques similaires avec IOTA et donne une réponse isotrope. Sa réponse impulsionnelle est :

$$p(t) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2}} e^{-\pi t^2} \frac{d^n}{dt^n} e^{-2\pi t^2} \quad (IV.5)$$

IV.3.4 Le Filtre Rectangulaire

La réponse impulsionnelle du filtre rectangulaire est :

$$p(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq \frac{1}{2} \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (IV. 6)$$

La Figure IV.2 ci-dessous montre une comparaison entre les différentes réponses impulsionnelles des Filtre Prototypes de PHYDYAS, RRC, Hermite, et Rectangulaire.

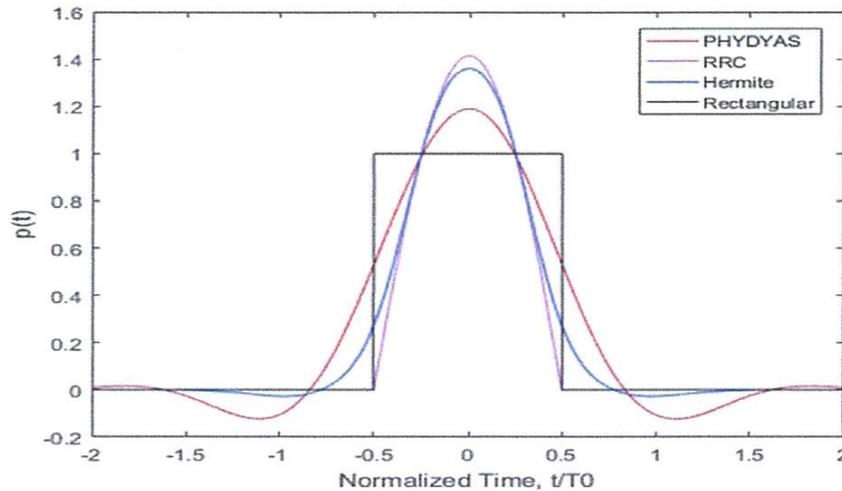


Figure IV. 2 : Réponse Impulsionnelle des Prototypes de Filtre (PHYDYAS, RRC, Hermite, Rectangulaire)

La Figure IV.3 montre une comparaison entre les différentes réponses Fréquentielle des Filtre Prototypes de PHYDYAS, RRC, Hermite, et Rectangulaire.

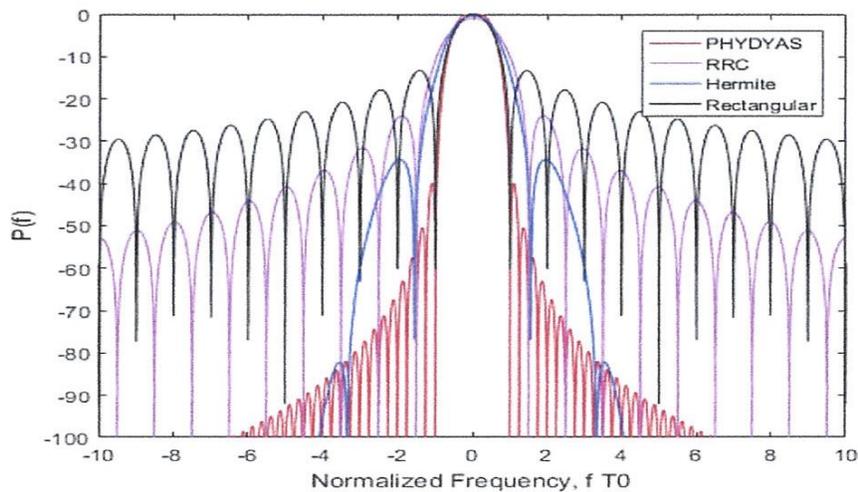


Figure IV. 3 : Réponse Fréquentielle des Prototypes de Filtre (PHYDYAS, RRC, Hermite, Rectangulaire)

On remarque que le filtre de PHYDYAS et le filtre Hermite donnent les lobes les plus faibles à l'extérieur de la bande désirée. Cela justifier le choix de ces filtres pour le format FBMC proposée pour la 5G. D'autre part, l'utilisation des filtre RRC et rectangulaire dans les systèmes OFDM comme un filtre de mise en forme engendre des lobes extérieurs de niveau élevé par rapport à la FBMC.

IV.4 Evaluation de PAPR

L'amplificateur de puissance est un des composants clés des émetteurs dans les systèmes sans fil. Il permet au signal émis de compenser les atténuations causées par la propagation en espace libre. Malheureusement, c'est un composant analogique de nature non-linéaire et qui représente plus de 60% de la consommation totale de l'émetteur. Sa linéarité et son rendement énergétique sont donc deux paramètres très importants surtout dans le contexte des modulations multi-porteuse (OFDM, F-OFDM, FBMC, UFMC, ...etc.) où les signaux ont de fortes fluctuations d'amplitude.

La notion de PAPR est très importante dans les systèmes de communications. Il est directement lié à la consommation énergétique des amplificateurs de puissance dans les émetteurs radio mobile et est également un indicateur du risque de distorsion du signal par l'amplification. Le PAPR d'un signal $x(t)$ ou « Peak to Average Power Ratio » est par définition le rapport entre la puissance maximale du signal $x(t)$ et sa puissance moyenne

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (x(t)^2)}{\frac{1}{T} \int_0^T x(t)^2 dt} \quad (IV.7)$$

Pour estimer le PAPR. La technique la plus répandue est celle de la CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function). La CCDF correspond à la probabilité pour que le PAPR soit supérieur à une certaine valeur seuil PAPR_0 (en dB) :

$$\text{CCDF} = \Pr\{\text{PAPR} \geq \text{PAPR}_0\} \quad (IV.8)$$

❖ Effet de la Taille FFT

La Figure IV.4 montre la variation du PAPR pour les systèmes OFDM, et FBMC pour différentes tailles de la FFT. On remarque que le système OFDM et FBMC présentent presque les mêmes valeurs de PAPR. On note aussi que pour la FFT lorsque on augmente le nombre des bites on a une mauvaise qualité de PAPR.

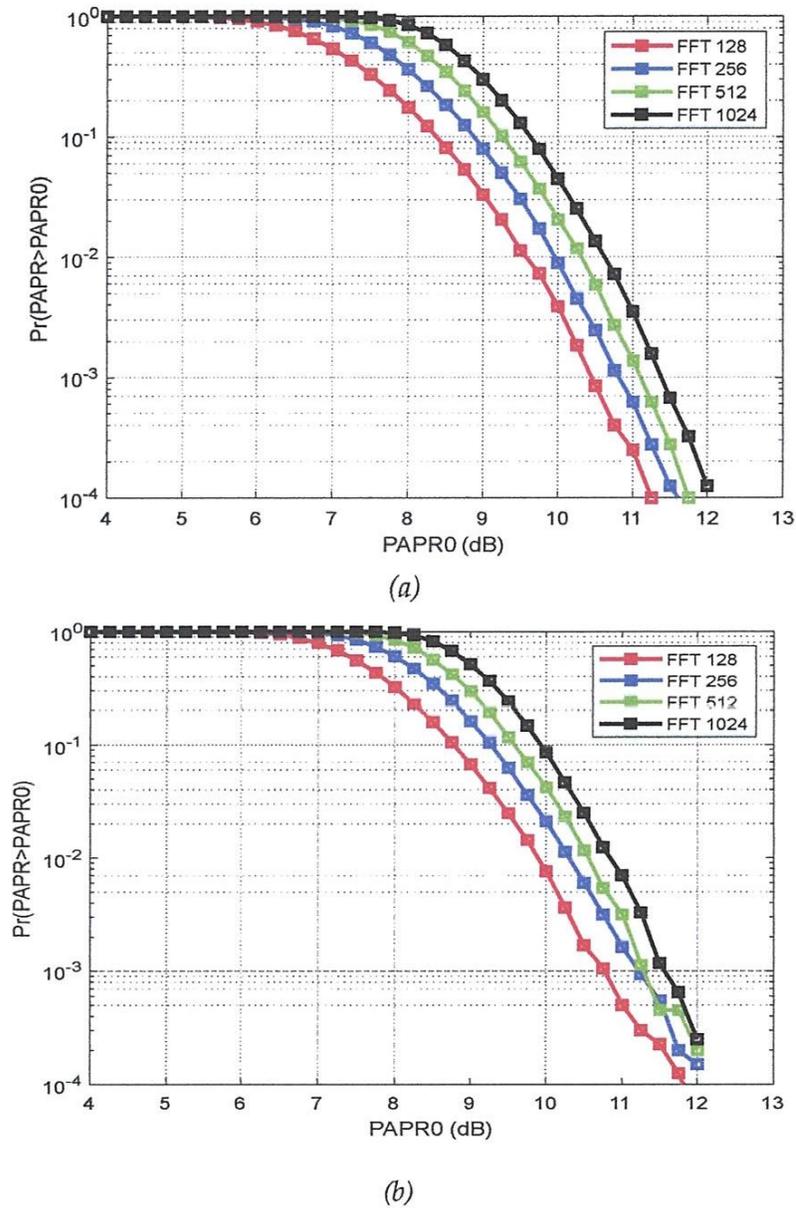


Figure IV.4 : Simulation de PAPR pour différents Tailles de la FFT : 128, 256, 512, 1024
(a) OFDM, (b) FBMC

IV.5 Effet de La Longueur du Filtre en FBMC/OQAM

La Figure IV.5 elle présente la variation du PAPR pour le système FBMC/OQAM avec un filtre de PHYDYAS de différentes longueurs (64, 128, 256 et 512).

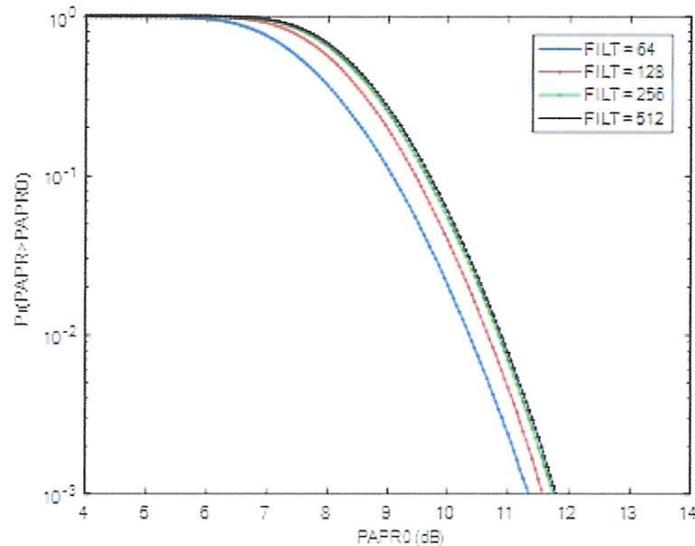


Figure IV. 5 : Simulation de PAPR pour le Système FBMC/OQAM en Fonction de Différentes Longueurs de Filtre.

On note que les dimensions du filtre agissent sur l'effet du problème du PAPR. Ce dernier est inversement proportionnel à la longueur du filtre. On remarque aussi qu'au-delà d'une longueur de filtre égale à 256, cet effet reste quasiment le même.

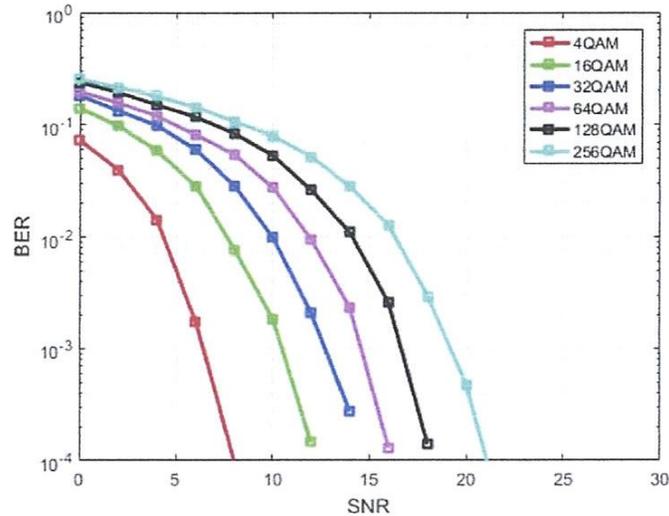
IV.6 Evaluation de BER

Taux d'erreur binaire, BER « Bit Error Rate » est utilisé pour quantifier un canal de transport de données en comptant le taux d'erreurs dans une chaîne de transmission. Ceci peut être traduit directement par le nombre d'erreurs qui se produisent dans un train d'un nombre déterminé de bits. La définition du taux d'erreur binaire peut être traduite en une simple formule :

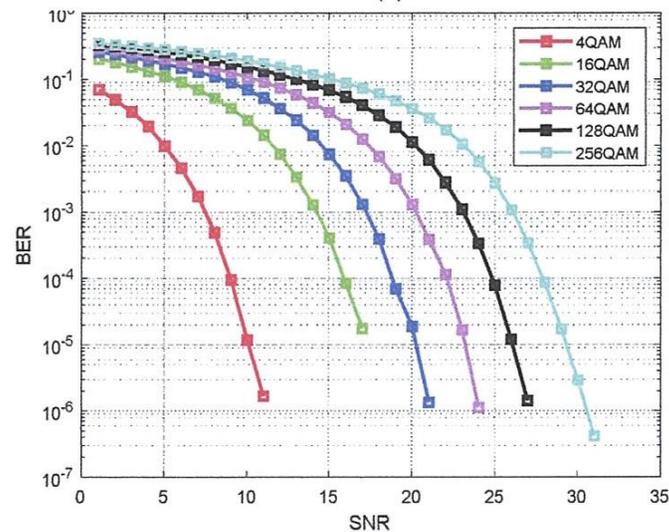
$$\text{BER} = \frac{\text{Nombre de Bits Erronés}}{\text{Nombre de Bits Transmis}} \quad (\text{IV. 9})$$

L'objectif de cette partie est l'évaluation de performances de systèmes OFDM et FBMC dans un canal à bruit blanc additif Gaussien « AWGN : Additive white noise Gaussian ».

La Figure IV.6 illustre la variation du BER pour les quatre systèmes OFDM, F-OFDM, FBMC, UFMC dans un canal AWGN en fonction de différents modulations 4QAM, 16QAM, 32QAM, 64QAM, 128QAM and 256QAM.



(a)



(b)

Figure IV.6 : Simulation de BER pour Différents Modulations 4QAM, 16QAM, 32QAM, 64QAM, 128QAM, 256QAM (a) OFDM, (b) FBMC

On remarque que pour tous les systèmes (OFDM, FBMC) le BER se dégradent progressivement et proportionnellement avec les niveaux de modulations M-QAM.

IV.7 Effet du Codage Canal

L'objectif de cette partie est l'évaluation de performances d'un système FBMC/OQAM dans un canal de Rayleigh en termes de BER en utilisant un codage canal convolutif. La Figure IV.7 illustre une comparaison entre la variation du BER en fonction du SNR pour un système FBMC/OQAM avec codage canal de type convolutif et un Système FBMC/OQAM sans codage canal.

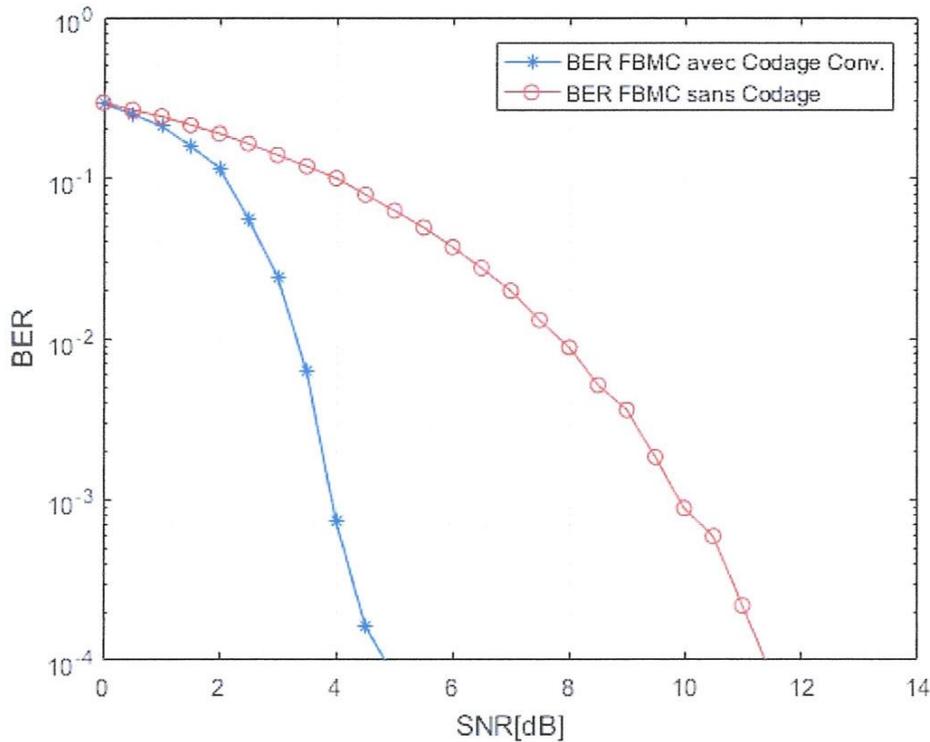
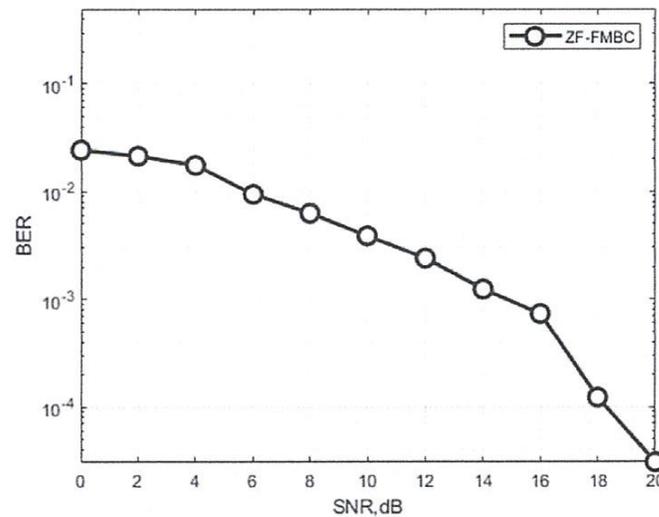


Figure IV. 7 : Simulation de BER d'un Système FBMC/OQAM avec Codage Canal (Codage Convolutif) et un Système FBMC/OQAM sans Codage Canal

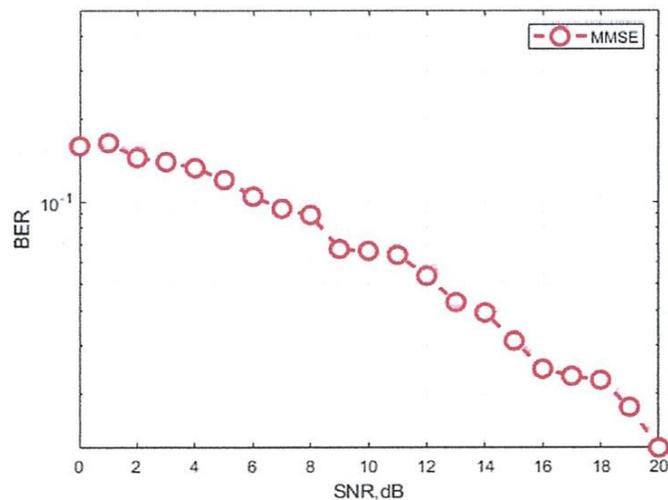
On remarque que Le codage canal améliore de manière significative le taux d'erreur binaire. Une comparaison entre un Système FBMC/OQAM avec codage canal, et un système FBMC/OQAM sans codage canal, montre clairement que l'utilisation du codage canal apporte un gain en SNR de 6dB.

IV.8 Effet Du technique d'égalisations (ZF, MMSE)

Dans cette partie nous avons deux techniques d'égalisation ZF et MMSE pour égaliser le signal reçu. Le but de ce travail est la comparaison entre l'effet du deux techniques d'égalisation en termes de BER dans un canal de Rayleigh. Les Figures IV.8 (a) et IV.8 (b) illustrent la variation du BER en fonction du SNR pour un système FBMC/OQAM avec égalisation canal de type ZF et MMSE, respectivement.



(a)



(b)

Figure IV. 8 : Simulation de BER d'un Système FBMC/OQAM avec les Techniques d'Egalisation ZF et MMSE

On remarque que le détecteur ZF est le mieux que le détecteur MMSE pour les faibles et les moyenne valeurs de SNR (<8dB). Pour des valeurs de SNR plus élevées le détecteur MMSE devient plus efficace. Ceci est confirmé par le formalisme mathématique de l'égaliseur MMSE.

IV.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons évalué les performances de la modulation FBMC-OQAM proposée pour les réseaux de communications mobiles 5G. En premier lieu la chaine de transmission (modulateur, démodulateur et canal) sont implémentées sous MATLAB. Par la suite les performances PSD, PAPR et BER des systèmes (OFDM, FBMC) avec l'effet de codage canal et de technique d'égalisation MMSE, ZF sont évalués. Le format de modulation 5G FBMC-OQAM qui présente les lobes les plus faibles à l'extérieur de la bande désirée (très bonne efficacité spectrale), avec des bonnes performances en PAPR et BER. L'efficacité du codage canal par rapport à l'égalisation du canal a été confirmé.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le principal objectif de ce projet est d'élaborer une étude du format de modulation FBMC-OQAM destiné aux réseaux mobiles 5G. Dans ce mémoire nous avons exposé les principes de la modulation FBMC-OQAM, ces différences et ces similarités avec l'OFDM. De plus, nous avons présenté les structures d'implémentation d'un système FBMC-OQAM.

Ce travail a été consacré à l'étude des performances d'un système FBMC-OQAM en termes de PSD, BER, PAPR pour différents paramètres. En premier lieu la modulation a été comparé la modulation OFDM. Puis une comparaison entre un système FBMC-OQAM non-codé et un système FBMC-OQAM codé. Enfin, les deux techniques d'égalisation ZF et MMSE ont été étudié.

Les simulations que nous avons réalisées ont permis de montrer les intérêts de la modulation FBMC par rapport à l'OFDM. Les résultats montrent que FBMC-OQAM avec codage canal donne des résultats mieux que FBMC-OQAM avec égalisation ZF ou MMSE.

Nous souhaiterons que dans des travaux futurs concernant l'étude du format de modulation FBMC avec égalisation d'élargir l'étude aux systèmes MIMO avec d'autre technique d'égalisation.

Références Bibliographiques

- [1] **Site web** : <http://www.marche-public.fr/Terminologie/Entrees/1G.htm> 2013, consulté février 2019.
- [2] **Georges Rodriguez**, « *Introduction aux réseaux cellulaires : Techniques d'accès et de partage de la ressource radio* ». Systèmes de Télécommunication Cycle d'harmonisation 2A AST, TEL-COM202, 2011/2012.
- [3] **Roger Weeks, Edd Dumbill, Brian Jepson**, « *Linux sans fil* ». O'Reilly Media Inc 2004 .
- [4] **Aliou Diallo**, « *Systèmes multi-antennes pour diversités et MIMO* ». Thèse pour obtenir le titre de Docteur en Sciences spécialité Electronique. Novembre 2007.
- [5] **Pierre Samuel**, « *Réseaux et Systèmes Informatiques Mobiles. Fondements, Architectures et Applications* » .ed, Revue & au Reliure inconnue - 27 février 2007.
- [6] **site web : 3GPP TS 36.201**, « *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), LTE physical layer, General description* ». Release 8. consulté mars 2019.
- [7] **Site web** : [https://fr.wikipedia.org/wiki/LTE_\(r%C3%A9seaux_mobiles\)](https://fr.wikipedia.org/wiki/LTE_(r%C3%A9seaux_mobiles)), (consulté en avril 2019).
- [8] **Site web** : <http://geeknstyle.com/cest-quoi-5g-infos-techno-dates/> , (consulté en avril 2019).
- [9] **Nasreddine Bouhaï & Imad Sale**, « *Internet des objets: Evolutions et innovations* » ISTE Editions Ltd 2017.
- [10] **M.R.D. Rodrigues & Izzat Darwazeh**, « *Fast OFDM: A Proposal for Doubling the Data Rate of OFDM Schemes* ». Conférence internationale sur les communications, (ICCI 2002), Pékin, Chine, Juin 2002.
- [11] **Nekovee M, Wang Y, Tesanovic M, Al-Imari M**, « *Overview of 5G modulation and waveforms candidates* ». Journal des réseaux de communication ET information, Juin 2016, volume 1, numéro 1, p. 44-60.
- [12] **M. Bellanger**, « *FBMC physical layer : à primer* ». PHYDYAS - Jan 2010.
- [13] **Bendahmane Amira Meriem et Ghermoul Rania**, « *Etude de méthodes de beamforming à maximisation du rapport signal sur bruit pour des systèmes FBMC* ». PFE de Master Université Aboubekr Belkaïd - Tlemcen - Soutenu publiquement, le 25/06/2018,
- [14] **De Mylène Pischella, Didier Le Ruyé**, « *Bases de communications numériques 2: Principes et mises en œuvre ..., Volume 2* ». Edition Collection Réseaux et télécommunications 21 septembre 2015.
- [15] **Boumaaza Saïd**, « *Formats de Modulation pour la 5G* ». PFE de Master Université 8 Mai 1945 - Guelma Soutenu publiquement, le juin 2018.

Bibliographie

[16] **Guy Pujolle**, «Réseaux logiciels: Virtualisation, SDN, 5G et sécurité » .ISTE Editions, 1 sept. 2015.

[17] **Patrice Pajusco** , «Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio mobile». Conférence: Journée thématique GDR GT9 (CNRS) sur la propagation, Janvier 2001.

[18] **Ahmed Ahriche**, «Étude comparative des méthodes d'estimation de canal à l'aide des pilotes dans les systèmes OFDM à travers un canal multi-trajets». PFE université LAVAL QUÉBEC, 2008.

[19] **Dinh Bao**, «synchronisation et égalisation d'un canal qui varie rapidement en fonction du temps». PFE À l'obtention de la maîtrise en génie concentration réseaux de télécommunications. UNIVERSITÉ DU QUÉBEC, Soutenu LE 21 MARS 2013.

[20] **Benyarou Mourad** «Détection Multi-Utilisateurs par réseau d'antennes appliquée à un signal CDMA à porteuses multiples». PFE Magister, 2009.