

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

En : Télécommunications

Spécialité : Réseaux et Télécommunications

Par : MOKHEFI AKILA et METAHRI IMENE

Etude et simulation de méthode de Beamforming pour des systèmes de Modulation multi-porteuse pour la 5 G

Soutenu publiquement, le **21 /06 / 2018**, devant le jury composé de :

Mr. SEDDIKLO	Professeur Universitaire. Tlemcen	Président
Mr MERZOUGUI .R	MCA Universitaire. Tlemcen	Examineur
Mr BAHRI S.M	MCB Universitaire. Tlemcen	Encadrant

Remerciements

Il nous est agréable et important de réserver cette page comme le témoignage de notre reconnaissance à toutes les personnes qui nous ont soutenues et encadrées pour la réalisation de ce modeste travail.

*Nous tenons à exprimer toute notre gratitude :
à l'éternel, le Dieu tout-puissant pour sa grâce
qu'il nous accorde tous les jours de
notre vie.*

*Ce travail a été encadré par **Mr BAHRI SIDI MOHAMMED**
Maitres de conférences, que je remercie vivement de nous avoir
accueilli au sein de cette structure de recherche.*

*Je lui transmets l'expression de ma reconnaissance et de ma plus
profonde gratitude.*

*Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi à **Mr SEDDIKI OMAR**
Professeur à l'Université de Tlemcen, d'avoir accepté
de présider ce travail, ainsi que **Mr MERZOUGUI RACHID** maître de
conférences à l'université de Tlemcen d'avoir bien voulu faire parti de ce jury
et d'examiner ce travail.*

*Enfin, nous profitons aussi de ce mémoire pour exprimer nos
plus vifs remerciements envers tous les professeurs qui nous ont
apportés leurs soutiens durant nos études. Que le corps professoral et
administratif et surtout le doyen de la faculté de technologie,*

*trouvent ici nos plus vifs remerciements, pour tout le travail effectué
durant notre formation.*

*A nos chers parents pour leur soutien, leur patience, leur sacrifices
et leurs amours, vous méritez toutes les éloges, vous avez fait de nous ce
que nous sommes maintenant. Nous espérons être l'image que vous
vous êtes faite de nous, que Dieu vous garde et vous bénisse. Nous
remercions nos chers frères et sœurs, pour leurs affections et leurs
encouragements qui ont toujours été pour nous un soutien des plus précieux.*

*Que ce travail soit pour vous le gage de notre profond amour à
tous nos amis et à tous ceux qui nous ont aidés.*

Merci.....

Dédicaces

Je remercie Allah de m'avoir donné le courage et la patience pour aller jusqu'au bout du parcours de nos études. Je dédie ce mémoire :

A mon cher père

En exprimant ma gratitude, mon profond d'amour et ma passion, pour sa confiance, son soutien moral et matériel.

A ma chère mère

En exprimant ma profonde gratitude et mon incontestable reconnaissance, pour tous les sacrifices pour me contenter, toute la confiance qu'elle m'a accordée et de tout l'amour dont elle m'entoure.

A mes chères sœurs Wafaa, Nassima, et mes chers frères Ali, Ilyes, Ibrahim, Zaki

*Aucune dédicace ne serait exprimer assez profondément ce que je ressens envers vous. Merci d'être toujours là pour me soutenir dans les moments difficiles. Je vous dirais tout simplement, un grand merci, je vous aime.
A mon cher binôme : **Imène** qui m'a vraiment aidé à réaliser ce travail*

A ma chère tante et mon cher tonton

***A mes très chères cousines : Amel, Imène, Zahia
A mes très chères amies : Radjae M, Lamia S, Nawal S,
HananeA, YassamineL, Sarra Z.***

En témoignage de l'amitié sincère qui nous a liées et des bons moments passés ensemble. Je vous dédie ce travail en vous souhaitant un avenir radieux et plein de bonnes promesses. En souvenir de nos éclats de rire et des bons moments passé ensemble. J'espère de tout mon cœur que notre amitié durera éternellement.

A tous ceux qui ont contribué d'une manière ou d'une autre à l'élaboration de ce travail

AKILA

Dédicaces

Avec l'aide Allah le tout puissant clément et miséricordieux, j'ai pu accomplir ce travail que je dédie :

A mon cher père

En exprimant ma gratitude, mon profond d'amour et ma passion, pour sa confiance, son soutien moral et matériel et pour son amour infini et inconditionnel.

A ma chère mère

En exprimant de ma profonde gratitude et de mon incontestable reconnaissance, pour tous les sacrifices qu'elle me contente, toute la confiance qu'elle m'accorde et tous l'amour dont elle m'entoure.

A mes chères sœurs Hanane, Hadjer, Leyla et son mari Sid Ahmed ainsi que mon petit frère Amine

Aucune dédicace ne serait exprimer assez profondément ce que je ressens envers vous. Merci d'être toujours là pour me soutenir dans les moments difficiles. Je vous dirais tout simplement, un grand merci, je vous aime.

Sans oublier mon cher mari Mohammed qui m'a soutenu moralement tout au long des épreuves.

A mon cher binôme : Akila qui m'a vraiment aidé à réaliser ce travail

A ma chère grand-mère Fatma Zohra

A mes très chères amies :Radjae M, Lamia S, Nawal S, HannaneA ,Yassamine L,Sarra Z.

A ma voisine Zakia B et son mari Sid Ahmed

En témoignage de l'amitié sincère qui nous a liées et des bons moments passés ensemble. Je vous dédie ce travail en vous souhaitant un avenir radieux et plein de bonnes promesses. En souvenir de nos éclats de rire, et de tout ce qu'on a vécu ensemble. J'espère de tout mon cœur que notre amitié durera éternellement.

*A tous ceux qui ont contribué d'une manière ou d'une autre à l'élaboration de
ce travail*

Imène

Résumé

L'objectif de ce mémoire est de concevoir des solutions de beamforming pour les modulations de type FBMC (Filter Bank Multi Carrier) qui dépassent en performance (débit, robustesse...) les solutions concurrentes, soit basées CP-OFDM (OFDM avec préfixe cyclique), soit basées sur d'autres formes d'onde alternative: GFDM (Generalized Frequency Division Multiplex) ou UF-OFDM (Universal Filtered-OFDM). Dans un contexte 5G, les critères de performances sont très variés car ils dépendent des nombreux scénarios envisagés. Les solutions préconisées devront donc avoir une flexibilité suffisante pour pouvoir s'adapter à ces différents types de scénarios.

Les architectures étudiées dans ce mémoire ont été testées par simulation. Les résultats numériques prouvent que l'association MIMO Beamforming- FBMC pourrait réaliser une efficacité spectrale plus élevée et une meilleure qualité.

Mots clés: 5G, FBMC, OFDM, Beamforming, BER, OQAM, LMS.

Abstract

Abstract

The objective of this thesis is to design beamforming solutions for Filter Bank Multi Carrier (FBMC) modulations that exceed in performance (throughput, robustness ...) competing solutions, based on CP-OFDM (OFDM with cyclic prefix), or based on other alternative waveforms: Generalized Frequency Division Multiplex (GFDM) or Universal Filtered-OFDM (UF-OFDM). In a 5G context, the performance criteria are very varied because they depend on the many scenarios considered. The recommended solutions must therefore have sufficient flexibility to adapt to these different types of scenarios.

The architectures studied in this memory have been tested by simulation. The numerical results prove that the MIMO Beamforming-FBMC combination could achieve higher spectral efficiency and better quality.

Key words: 5G, FBMC, OFDM, Beamforming, BER, OQAM, LMS.

Table des matières

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
Chapitre 1: Etude des réseaux de la 5^{ème} Génération	
I. 1 Introduction	3
I. 2 Les objectifs de la 5G	3
I. 3 Technologie 5G	4
I. 4 Applications de 5G	5
I. 5 L'architecture de la 5G	5
I.5.1 Le service innovant	5
I.5.2 La plate-forme de validation	6
I.5.3 La radio Hyper-Connecté	6
I. 6 La couche physique	7
I. 6.1 La modulation OFDM	7
I. 6.2 La modulation FBMC	7
I. 6.3 Multiplexage NOMA	7
I. 6.4 Beamforming	8
I. 6.5 Massive MIMO (Multiple Inputs - Multiple Outputs)	8
I.6.6 Full Duplex	9
I. 7 Comparaisons entre les performances de la 4G et de la 5G	9
I. 8 Les défis de la 5g	11
I. 8.1 Défis technologiques	11
I. 8.1.1 Interférence Inter-cellule	11
I. 8.1.2 Contrôle d'accès moyen efficace	12
I.8.1.3 Gestion du trafic	12
I. 8.2 Défis communs	12
I. 8.2.1 Services multiples	12
I. 8.2.2 Infrastructure	13
I. 8.2.3 Communication et Navigation	13
I. 8.2.4 Sécurité et confidentialité	13
I. 8.2.5 Législation des lois informatiques	14
I. 9 La 5G Au niveau mondial.....	14
I. 9.2 Japon	14
I. 9.3 Chine	14

Table des matières

I. 9.4 Corée	14
I. 9 .5La 5g Au niveau européen	15
I. 10Les avantages et les inconvénients de la 5G	15
I. 10.1 Avantages	15
I. 10.2 Inconvénients	15
I. 11Conclusion	16

Chapitre II: La modulation OQAM-FBMC

II .1 Introduction	18
II.2 Présentation de l'OFDM	18
II.2.1 Principe de la modulation	19
II.2.2 L'orthogonalité	19
II.2.3 Principe de la démodulation	20
II.2.4 Intervalle de garde	21
II.3 La structure de la FBMC/OQAM	21
II.3.1 Principe de FBMC-OQAM	22
II.3 .2 Blocs pré/post-traitements OQAM	22
II.3.3 Synthèse et analyse des blocs de banques de filtres	24
II.3.2.1 Banque de filtres d'analyse	25
II.3.3 Structure polyphasée	26
II.3.4Conception du filtre prototype	28
II.4L'émetteur OQAM-FBMC	30
II.5Le récepteur OQAM-FBMC	31
II.6 Comparaison entre OFDM et OQAM FBMC	32
II.7Conclusion	34

Chapitre III: Les Antennes MIMO Beamforming

III.1 Introduction	36
III.2 Présentation des systèmes multi antennes	36
III.3 Types d'antennes MIMO	38
III.3 .1 Codes spatio-temporels	38
III.3 .2 .Multiplexage spatial	39
III.3. 3 Beamforming	39
III.4- MIMO Beamforming	39

Table des matières

III.4.1 Antennes intelligentes	39
III.4.1.1 Structure d'une antenne intelligente	40
III.4.2 Types des antennes intelligentes	42
III.4.2 .1 Antennes à lobe commuté (SL)	42
III.4.2 .2 Réseau adaptatif (AA)	42
III.4.3 Les algorithmes adaptatifs	43
III.4.3 .1LMS: algorithme du gradient stochastique	43
III.4.3 .4- Algorithme à module constant (CMA- Constant modulus algorithm)	44
III.4.4 Antennes MIMO Beamforming	44
III.4.4 .1Concept de base	44
III.4.4 .2 Types d'antennes MIMO Beamforming	46
III.4.4 .2.1 Antennes MIMO à maximisation du rapport signal sur bruit	46
III.4.4 .3Antennes MIMO basé sur la méthode des moindres carrées	48
Conclusion	51

Chapitre IV: Résultats de simulation

IV. 1 Introduction	54
IV. 2 Etude de système FBMC-OQAM	54
IV. 3 Le principe de la modulation FBMC-OQAM	54
IV. 4 Paramètres de simulations utilisées	55
IV.4.1 Influence de filtre prototype dans FBMC-OQAM	55
IV.4.2 Influence du nombre de sous porteuses sur les performances du système	56
IV. 4.3 Influence de l'intervalle de garde	57
IV. 5 Etude de système MIMO Beamforming	58
IV. 6 Paramètres de simulation	59
IV. 6.1 Influence de l'ordre de diversité	59
IV. 6.2 Influence de l'ordre de modulation	60
IV. 7 MIMO Beamforming associé à la modulation FBMC-OQAM	61
IV. 8 Principe de l'association MIMO Beamforming et FBMC-OQAM	61
IV. 8 .1 Influence de l'ordre du filtre prototype (K) sur les performances du système beamforming-FBMC-OQAM	62
IV. 8 .2 Influence du nombre de sous porteuse(FFT) sur les performances du système beamforming-FBMC-OQAM	63

Table des matières

IV. 8 .3 Influence de l'intervalle de garde	64
IV. 8 .4 Influence de l'ordre de diversité sur les performances du système	65
IV. 8 .Comparaison entre le MIMO-FBMC-OQAM et FBMC-OQAM seul.....	65
IV. 8 .5 Comparaison entre La méthode des moindres carrés et la méthode de maximisation de SNR	66
IV. 9 Conclusion	67
Conclusion général	70
BIBLIOGRAPHIE	71
ANNEXE.....	73

Table des figures

Chapitre I: Etude des réseaux de la 5^{ème} génération

Figure I.1: Les objectifs de la 5G	4
Figure I.2 : L'architecture de la 5G.....	7
Figure I.3: Illustration de multiplexage dans le domaine de puissance NOMA	19 8
Figure I.4: Un système MIMO	9
Figure I. 5: La technique Full Duplex.....	9
Figure I. 6 : Comparaison entre la 4G et la 5G	10
Figure I.7: Les Défis technologiques	12
Figure I.8: Les défis communs	13

Chapitre II: La modulation OQAM-FBMC

Figure II.1 : Schéma de principe d'un modulateur	19
Figure II.2 : Spectre en sortie du modulateur OFDM.....	20
Figure II.3 : Principe d'un démodulateur	21
Figure II.4 : Intervalle de garde.....	21
Figure II.5: Block FBMC/OQAM	22
Figure II.6 : Schéma fonctionnel du prétraitement OQAM.....	23
Figure II.7 : Schéma fonctionnel du post-traitement OQAM	24
Figure II .8: Banc de filtres à M canaux (a) banc d'analyse (b) banc de synthèse	25
Figure II.9: banque de filtres d'analyse	25
Figure II.10: banque de filtres de synthèse.....	26
Figure II.11 : Schéma fonctionnel du SFB utilisant une structure polyphasée ..	27
Figure II.12 : Schéma fonctionnel des filtres AFB utilisant une structure polyphasée.....	28
Figure II.13 : Réponse en fréquence du filtre prototype.....	29
Figure II.14 : Réponse impulsionnelle du filtre prototype	30
Figure II.15 : Schéma fonctionnel de l'émetteur FBMC / OQAM.....	30
Figure II.16: Schéma fonctionnel du récepteur FBMC / OQAM	31
Figure II.17: Réponse en fréquence du filtre prototype pour OFDM et FBMC ..	33
Figure II.18 : Réponse Impulsionnelle du filtre prototype pour FBMC et OFDM	33

Chapitre III: Les antennes MIMO Beamforming

Figure III.1: Principe d'un système MIMO	37
Figure III.2 : Schéma de principe du codage Spatio-temporel.	39
Figure III.3: Schéma représentatif d'une antenne adaptative.	41
Figure III.4: Types d'antennes intelligentes.....	43
Figure III.5: Configuration de canal MIMO à bande étroite avec Beamforming.	44
Figure III.6: Canal MIMO à large bande et configuration de formation de faisceau.	46

Table des figures

Figure III.7: Modèle de système MIMO	49
Chapitre IV: Les résultats de simulation	
Figure IV.1:Émetteur FBMC.....	55
Figure IV.2:Récepteur FBMC	55
Figure IV.3:Comparaison de BER pour différentes valeurs de K (FBMC)	56
Figure IV.4:Les performances de la technique FBMC en fonction de NFFT....	57
Figure IV. 5 : Influence de l'intervalle de garde	58
FigureIV.6: Le système Beamforming	58
Figure IV.7 : Comparaison de l'erreur pour différentes valeurs de l'ordre de diversité	60
Figure IV.8:Comparaison de l'erreur pour différentes valeurs de MAQ.....	61
Figure IV.9 : Le système Beamforming-FBMC-OQAM	62
FigureIV.10 : Comparaison de BER pour différentes valeurs de K (Beamforming-FBMC-OQAM)	63
Figure IV.11 : Les performances de la technique Beamforming-FBMC-OQAM en fonction de NFFT	63
FigureIV.12 :L'intérêt de l'intervalle de garde	64
FigureIV.13 : Variation de l'ordre de diversité.....	65
Figure IV. 14:Comparaison de les performances dans Beamforming-Fbmc et fbmc seul.....	66
FigureIV.15: Comparaison entre la méthode LMS et MAX SNR.....	67

Liste des tableaux

Tableau I.1: Comparaison entre les performances de la 4G et la 5G.....11

Liste des sigles

LISTE DES SIGLES

- **1G** 1ère Génération
- **2G** 2ème Génération
- **3G** 3ème Génération
- **3GPP** 3rd Génération Partnership Project
- **4G** 4ème Génération
- **5G** 5ème Génération

A

- **AFB** Analysis Filter Bank
- **AWGN** Additive White Gaussian Noise

B

- **BER** Bit Error Rate
- **BS** Base station

C

- **CDMA** Code Division Multiple Access
- **CMA** Constant Modulus Algorithm
- **CP** Cyclic Prefix
- **CSI** Channel state Information

F

- **FBMC** Filter Bank based Multi-carrier
- **FCC** Federal Communications Commission
- **FDD** Frequency Division Duplexing
- **FFT** Fast Fourier Transform
- **FIR** Finite Impulse Response

I

- **ICI** Inter-Carrier Interférence
- **IFFT** Inverse Fast Fourier Transform
- **IG** Intervalle de Garde
- **IP** Internet Protocol
- **IPv6** IP version 6
- **ISI** Inter-Symbol Interference

L

- **LMS** Least Mean Square
- **LTE** Long Term Evolution

M

- **M2M** Machine To Machine
- **MIMO** Multiple-Input Multiple-Output

N

- **NOMA** Non Orthogonal Multiple Access
- **NPR** Nearly Perfect Reconstruction

O

- **OFDM** Orthogonal Frequency Division Multiplexing
- **OQAM** Offset Quadrature Amplitude Modulation

P

- **P/S** Parallel to serial
- **PPN** PolyPhase Network
- **PR** Perfect Reconstruction

Q

Liste des sigles

- **QAM** Quadrature Amplitude Modulation
- R**
- **RF** Radio Fréquences
 - **RLS** Recursive Least Square
- S**
- **S/P** Serial to parallel
 - **SCMA** Sparse Code Multiple Access
 - **SDM** Spatial Division Multiplexing
- **SDN** Software Defined Networking
 - **SFB** Synthesis Filter Bank
 - **SINR** Signal to Interference plus Noise Ratio
 - **SIR** Signal-to-Interference Ratio
 - **SISO** Single-Input-single-output
 - **SNR** Signal-to-Noise Ratio
 - **STBC** Spatio-Temporal Block Codes
- T**
- **TDD** Time Division Duplexing

A decorative blue floral wreath with intricate scrollwork and leaf patterns, framing the text.

Introduction
générale

Introduction générale

La 5G représente un enjeu essentiel pour les opérateurs et les équipementiers. Le sujet de ce mémoire concerne essentiellement la couche physique pour l'accès mobile. Les technologies pour la 5G font parties intégrantes du programme de recherche sur les réseaux du futur.

Le Beamforming est une technique de formation de faisceaux pour des systèmes Multi-antennes (MIMO) qui permet l'exploitation de la diversité spatiale, constitue en effet une composante fondamentale des systèmes 4G actuels. Son importance va croître avec la 5G et la nécessité d'exploiter au mieux cette dimension spatiale à la fois à l'intérieur des cellules, et en intercellulaire.

D'autre part, 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.

Les techniques MIMO combinent bien avec la transmission multi-porteuse. Ces dernières années, la modulation FBMC a attiré l'attention des chercheurs et plusieurs algorithmes d'égalisation et détection ont été développés pour étendre FBMC aux architectures MIMO.

L'association de ces deux systèmes permet d'atteindre à la fois une haute efficacité spectrale, Une meilleure qualité et un débit élevé.

Le mémoire est constitué de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre nous allons décrire une présentation théorique sur la cinquième génération, On cite sa couche physique, son architecture, ses objectifs et on termine par ses avantages et ses inconvénients.

Dans le second chapitre, on se concentrera sur l'étude de la modulation FBMC pour le beamforming, Nous allons considérer des systèmes FBMC fonctionnant avec la modulation OQAM (Offset Quadrature Amplitude Modulation). La modulation FBMC/OQAM réalise une mise en forme du signal modulé par l'utilisation d'un filtre dit prototype et sous sa forme conventionnelle ne nécessite pas l'utilisation d'un CP.

Introduction générale

Le chapitre suivant introduit les différentes caractéristiques de la technique MIMO Beamforming, passent par son concept de base et ensuite ses algorithmes adaptatifs et finalement les antennes MIMO Beamforming basées sur la méthode des moindres carrés.

Le dernier chapitre est divisé en trois parties. La première partie traite la simulation du système OQAM-FBMC et aussi présente l'influence de l'ordre du filtre prototype et le nombre de sous porteuses sur les performances du système. Dans la deuxième partie on s'intéresse sur les antennes MIMO Beamforming basées sur la méthode des moindres carrés proposé pour un nombre différent d'antennes à l'émission et à la réception. Dans la dernière partie on montre l'intérêt du nombre d'antennes sur la technologie MIMO Beamforming associé à la modulation multi porteuses OQAM-FBMC.

A decorative blue floral wreath with intricate scrollwork and leaf patterns, framing the central text.

Chapitre 1

***Etude des réseaux de la 5^{ème}
génération***

I. 1 Introduction

La 5G souhaite se présenter comme la génération de rupture, la génération qui ne s'intéresse plus uniquement au monde des opérateurs de téléphonie mobile et des communications grand public, mais qui ouvre de nouvelles perspectives et permet la cohabitation d'applications et usages extrêmement diversifiés, unifiés au sein d'une même technologie. La 5G se pose de faciliter la numérisation de la société et de l'économie.

L'idée qui commence à se forger derrière la notion de 5G est que celle-ci ne correspondrait pas à une simple augmentation des débits, comme cela a été le cas pour les précédentes générations.

Les communications mobiles grand public, le téléchargement de vidéos et l'utilisation d'applications mobiles représentent l'essentiel de l'utilisation actuelle des ressources radio dans les réseaux 4G ; avec la 5G, l'objectif serait que le spectre des usages et la diversité des utilisateurs soit grandement élargie.

La 5G vise des secteurs très variés, qui n'auraient pas nécessairement d'autres éléments communs que cette technologie, mais qui sont des piliers importants d'une société : l'énergie, la santé, les médias, l'industrie ou le transport.

I. 2 Les objectifs de la 5G

La 5G sert à plusieurs objectifs tels que le volume de données échangées sur les réseaux mobiles a presque doublé et que dans 5 ans il aura été multiplié par 10 par rapport à l'utilisation actuelle. De nouvelles solutions doivent donc être trouvées afin de pouvoir répondre à cette demande et d'optimiser l'utilisation des ressources.

L'augmentation du nombre d'applications, leur diversification ainsi que l'amélioration de la qualité des réseaux mobiles ont conduit à l'augmentation de la demande, à l'apparition de nouveaux usages (objets connectés, drones, etc....) et de nouveaux utilisateurs. 5G a d'autres objectifs comme il se présente dans la figure I.1 [1] elle sert à augmenter le nombre d'appareils connectés, diminuer la latence, augmenter le débit et le volume de données etc.

L'arrivée de la 5G pourrait avoir un impact important non seulement dans la sphère technique, mais aussi dans le développement économique et social des différents pays ; la 5G vise de très nombreux secteurs et devrait participer, par la numérisation de la société, à la croissance économique des Etats.

Figure I.1: Les objectifs de la 5G

I. 3 Technologie 5G

La technologie 5G devrait fournir une nouvelle bandes de fréquences ainsi que la largeur de bande spectrale plus large par canal de fréquence, les 5G est également avancée en termes de :

- ✓ Débit important et volume de données plus grand.
- ✓ Haute capacité pour permettre une connectivité plus périphérique simultanément et instantanément.
- ✓ Réduction de la consommation de la batterie.

- ✓ Meilleure connectivité quelle que soit la région géographique dans laquelle vous êtes.
- ✓ Réduction des coûts et une plus grande fiabilité des communications.

I. 4 Applications de 5G

Certaines des applications significatives sont:

- Il fera un standard global unifié pour tous.
- La disponibilité du réseau sera partout et permettra aux gens d'utiliser leurs ordinateurs et ce genre d'appareils mobiles partout et à tout moment.
- En raison de la technologie IPv6, les soins de visite de l'adresse IP mobile seront attribués selon le réseau connecté et la position géographique.
- Son application va faire de la vraie zone Wifi mondiale.
- Sa technologie radio cognitive facilitera une version différente des technologies radio pour partager le même spectre efficacement.
- Son application permettra aux gens de bénéficier du signal radio à plus haute altitude.

I. 5 L'architecture de la 5G

L'architecture 5G est principalement composée de trois couches horizontales, à savoir «l'activation de service innovante», «la plate-forme d'activation» et «la radio hyper-connectée», que nous décrivons dans cette section en détail.

I.5.1 Le service innovant

Le service innovant est la couche supérieure qui inclut des services 5G innovants. Basé sur des capacités d'infrastructure 5G différenciées, les services 5G seront en mesure d'offrir une expérience utilisateur hautement fiable et immersive. En particulier, la diffusion de vidéo en ultra-haute définition finira par devenir des services dominants offrant des expériences utilisateur virtuelles telles que la diffusion de vidéo multi-vue et même les hologrammes. De

plus, la bande passante suffisante et la grande fiabilité offertes par la 5G faciliteront l'émergence de services de contrôle de robots à distance et de services d'Internet des objets (IoT) essentiels à la mission.

I.5 .2 La plate-forme de validation

La plate-forme est la couche intermédiaire qui crée des valeurs significatives et centrées sur le service pour prendre en charge la couche supérieure de «service innovant» en transformant correctement les éléments mécaniques et disjoints.

Réseaux sous-jacents à une infrastructure orientée services. Il utilise deux activateurs clés pour effectuer cette tâche. L'un est la virtualisation des fonctions réseau (NFV) et le réseau SDN (Software Defined Networking), ce qui rend le réseau beaucoup plus dynamique, agile, flexible. L'autre est un ensemble bien défini d'interfaces de programmation d'application (API), qui offre la possibilité d'automatiser le réseau en interne pour un réseau automatisé.

I.5 .3 La radio Hyper-Connecté

La radio Hyper-Connecté est la couche inférieure qui peut fournir une quantité massive de données à la couche "Plate forme d'activation" d'une manière très efficace et transparente. En raison de l'énorme quantité de données de transmission et des exigences de latence strictes, cette couche inclura non seulement les technologies de réseau radio existantes (à la fois telles quelles et évoluées), mais aussi de nouvelles technologies de réseau radio. Il est nécessaire de développer une gamme de technologies capable d'améliorer le fractionnement des cellules, l'efficacité spectrale, la bande passante de la fréquence du canal et l'efficacité du fonctionnement du réseau.

Alors que les réseaux d'accès radio (RAN) 3G et 4G ont été construits comme un réseau autonome, le 5G RAN sera déployé en intégrant le LTE-Advanced (LTE-A) existant, ses technologies d'évolution et les nouvelles technologies d'accès radio (RAT). En raison de leur nature hétérogène, il est important de construire une infrastructure où différentes technologies d'accès radio sont intégrées de manière transparente.

3GPP a développé des standards pour l'évolution de LTE-A dans la version 13 et prévoit commencer à standardiser la nouvelle RAT dans la version 14 à partir de 2016. Il est donc important de développer continuellement les deux technologies pour réaliser 5G RAN

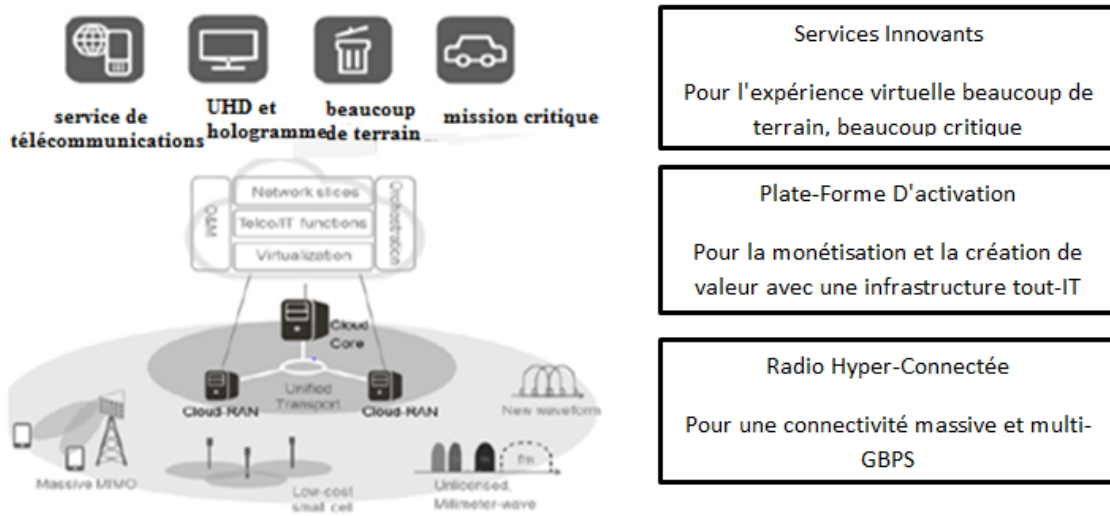


Figure I.2 : L'architecture de la 5G.

I. 6 La couche physique

Dans la couche physique il y a plusieurs types de modulation qui sont :

I. 6 .1 La modulation OFDM

(Multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence) est une technique qui divise la bande fréquentielle en un nombre de sous-canaux égale à N (ou sous porteuses) orthogonaux et uniformes espacés par des zones de taille fixes (intervalle de garde).

I. 6 .2 La modulation FBMC

(Modulation multi-porteuse à base de bancs de filtre) 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, c'est-à-dire qu'il a un niveau plus élevé d'efficacité du spectre.

I. 6 .3 Multiplexage NOMA

(Non Orthogonal Multiple Access) : Pour améliorer l'efficacité spectrale de la 5G, par rapport à la 4G, des méthodes de multiplexage non orthogonales, c'est-à-dire que plusieurs utilisateurs peuvent recourir aux mêmes fréquences au même moment, sont envisagées. La

discrimination entre plusieurs utilisateurs peut se faire en attribuant des codes différents à chaque utilisateur (SCMA, sparse code multiple access, combinaison du CDMA, code division multiple acces)

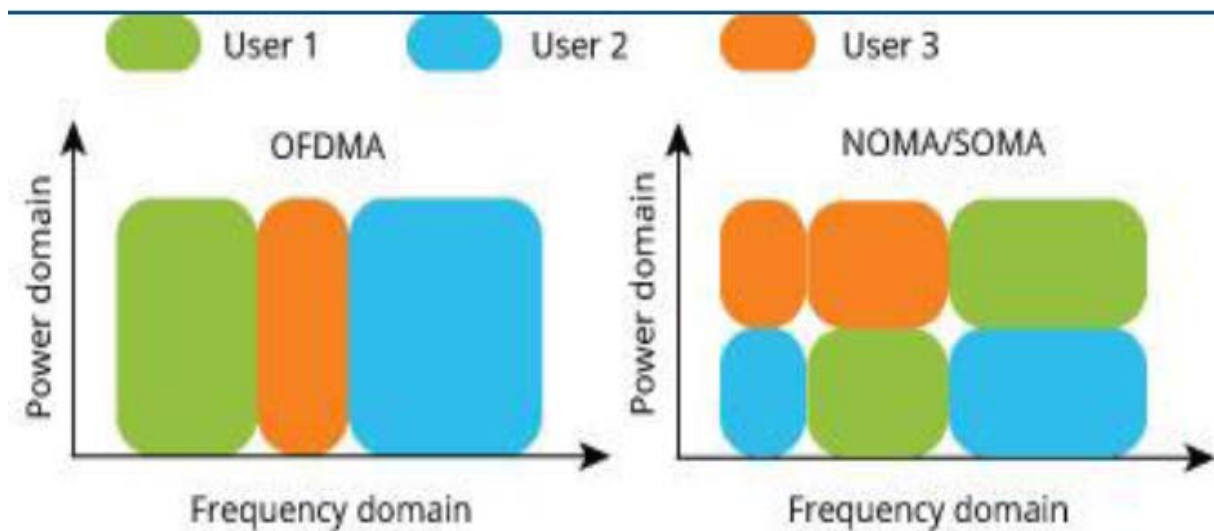


Figure I.3: Illustration de multiplexage dans le domaine de puissance NOMA

I. 6 .4 Beamforming

Le MIMO Beamforming est système MIMO basé sur les antennes intelligentes à l'émission et à la réception, Il s'agit de faire converger la puissance des ondes radio vers la position de mobile, améliorant l'efficacité du système 5G.

I. 6 .5 Massive MIMO (Multiple Inputs - Multiple Outputs)

Cette technologie se caractérise par l'utilisation d'un nombre élevé de micro antennes, situées sur le même panneau (de 8 à 128 actuellement, mais le nombre augmentera avec l'utilisation de fréquences supérieures à 6 GHz) permet d'augmenter le débit et focaliser l'énergie sur le terminal.

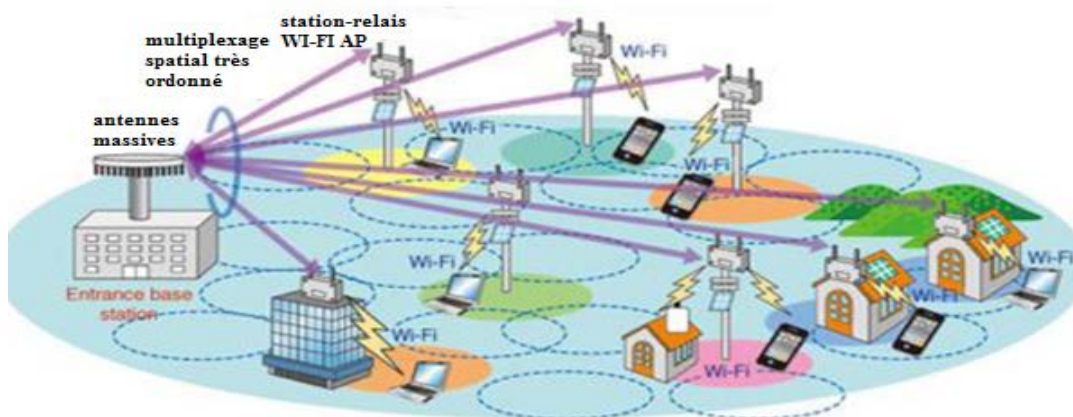


Figure I.4: Un système MIMO

I.6.6 Full Duplex

Dans les systèmes classiques, l'émission et la réception se font soit sur des bandes de fréquences différentes (duplexage en fréquences dit FDD, frequency division duplexing, utilisé sur toutes les bandes des réseaux mobiles) soit à des instants différents (duplexage temporel dit TDD, time division duplexing, pressenti pour les réseaux de boucle locale radio LTE en France). Le full duplex ambitionne de permettre l'émission et la réception simultanée d'information, sur les mêmes fréquences, au même moment et au même endroit.

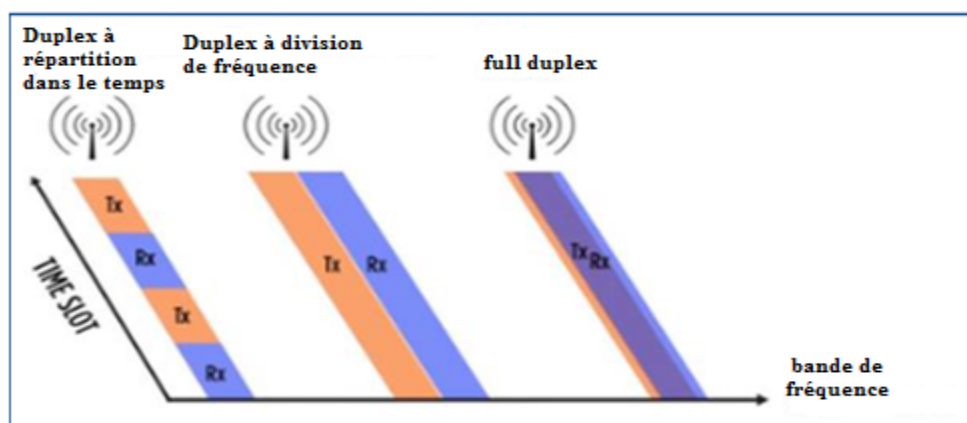


Figure I. 5: La technique Full Duplex

I. 7 Comparaisons entre les performances de la 4G et de la 5G

Le déploiement de la 5G sera vraisemblablement étalé sur deux phases :

✓ Les premiers déploiements 5G offriront des performances en progression mais dans la continuité de ce qu'offrira alors la 4G qui aura évolué en parallèle (4.5G, 4.9G).

✓ Les performances continueront d'augmenter avec l'introduction progressive de technologies de rupture, comme par exemple l'utilisation de fréquences millimétriques.

Une telle arrivée progressive serait tout à fait similaire à ce qui s'est déroulé pour l'introduction de la 4G, dont les performances des premiers déploiements étaient sensiblement similaires aux réseaux 3G alors en place.

Selon les objectifs de 5G devra pouvoir offrir un débit utilisateur et un débit maximal respectivement 10 et 20 fois supérieur à ce qui est disponible actuellement. La densité maximale de connexions sera multipliée par 10 et la latence divisée par au moins 10 (la latence point à point cible est de 1 ms, contre 30 à 40 ms à ce jour).

Figure I. 6 : Comparaison entre la 4G et la 5G

L'objectif de la 5G, en tant que successeur de la 4G, sera aussi de pouvoir fournir :

Un réseau extrêmement fiable, avec des performances plus homogènes, quelle que soit la position de l'utilisateur par rapport à la station de base.

Une connexion stable même en mobilité (avec de vitesses de l'ordre de 500 km/h) et une augmentation de l'efficacité énergétique (batteries jusqu'à 100 fois moins énergivores).

Le tableau ci-dessous résume les performances attendues de la 5G et celles qui sont actuellement disponibles avec la 4G :

Tableau I.1: Comparaison entre les performances de la 4G et la 5G

Performances/Génération	4G	5G
1. Débit maximal (Gbit/s)	1	20
2. Débit aperçu par l'utilisateur (Mbit/s)	10	100
3. Efficacité spectrale	1x	3x
4. Vitesse (km/h)	350	500
5. Latence (ms)	10	1
6. Nombre d'objets connectés sur une zone (quantité d'objets/km ²)	10 ⁵	10 ⁶

I. 8 Les défis de la 5G

Pourtant, il existe des dizaines de pays en utilisant les technologies 2G et 3G et ne savent même pas à propos de 4G, dans un tel état, les questions les plus importantes dans l'esprit de tout le monde sont :

- ✓ Jusqu'où 5G être viable?
- ✓ Est-ce que ce sera la technologie de certains des pays développés ou des pays en développement qui en profitera également?

Pour comprendre ces questions, les défis de 5G sont classés dans les deux rubriques suivantes

- ✓ **défis technologiques**
- ✓ **défis communs**

I. 8.1 Défis technologiques

I. 8.1 .1 Interférence Inter-cellule

Ceci est l'un des principaux problèmes technologiques qui doivent être résolus. Il y a des variations dans la taille des cellules macro traditionnelles et de petites cellules simultanées qui conduiront à des interférences.

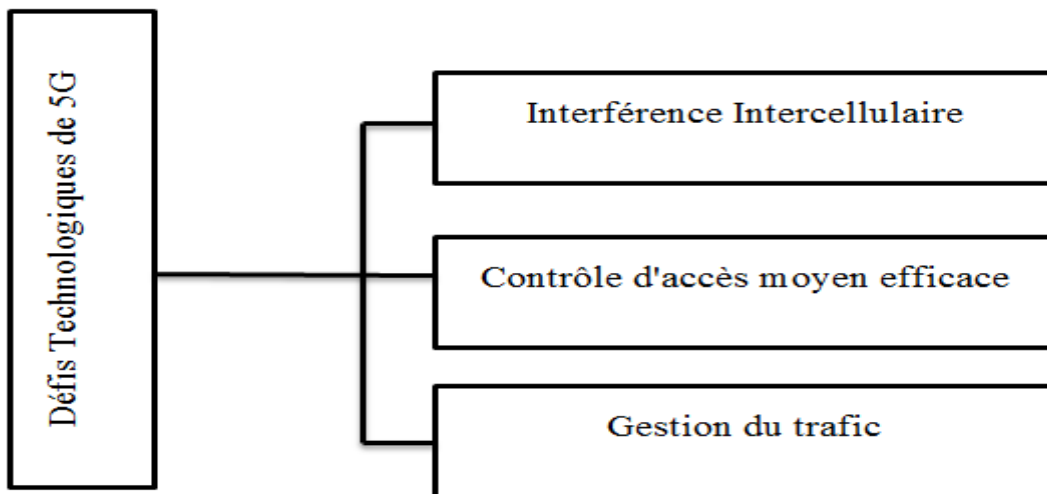


Figure I.7: Les Défis technologiques

I. 8.1 .2 Contrôle d'accès moyen efficace

Dans une situation où un déploiement dense de points d'accès et de terminaux utilisateurs est requis, le débit utilisateur sera faible, la latence sera élevée et les points d'accès ne seront pas compétents pour la technologie cellulaire. Il doit être recherché correctement pour optimiser la technologie.

I.8.1 .3 Gestion du trafic

Par rapport au trafic humain à humain traditionnel dans les réseaux cellulaires, un grand nombre de dispositifs Machine to Machine (M2M) dans une cellule peut causer de sérieux problèmes de système, c'est-à-dire des problèmes de réseau d'accès radio (RAN), ce qui causera une surcharge et une congestion.

I. 8 .2 Défis communs

I. 8 .2.1 Services multiples

Contrairement à d'autres services de signaux radio, la 5G aurait une tâche énorme pour offrir des services à des réseaux hétérogènes, des technologies et des appareils fonctionnant dans différentes régions géographiques. Le défi de la normalisation consiste donc à fournir

des services sans fil dynamiques, universels, centrés sur l'utilisateur et riches en données pour répondre aux attentes élevées des gens.

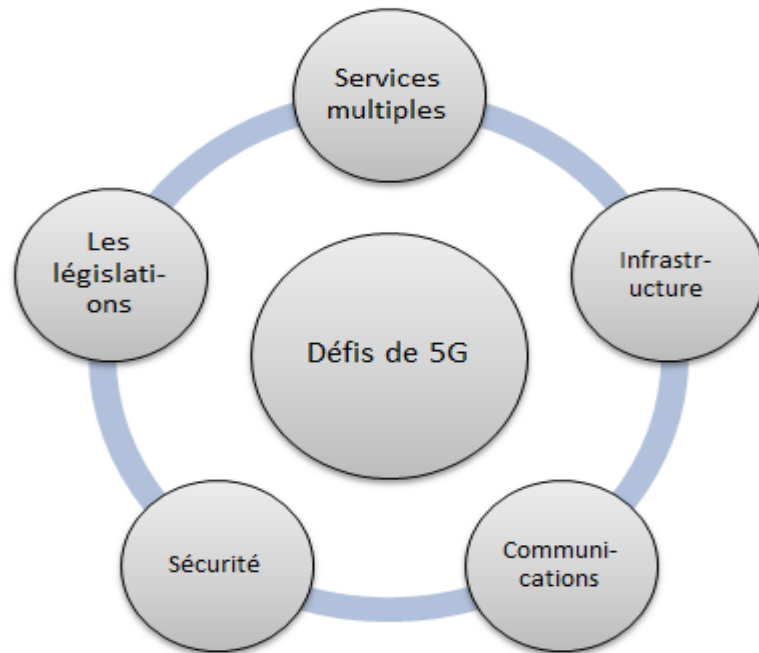


Figure I.8: Les défis communs

I. 8 .2.2 Infrastructure

Les chercheurs sont confrontés à des défis technologiques de la normalisation et de l'application des services 5G.

I. 8 .2.3 Communication et Navigation

Ces services dépendent en grande partie de la disponibilité du spectre radioélectrique, à travers lequel les signaux sont transmis. Bien que la technologie 5G a une forte puissance de calcul pour traiter l'énorme volume de données provenant de sources différentes et distinctes, mais il a besoin du soutien de l'infrastructure plus grande.

I. 8 .2.4 Sécurité et confidentialité

Ceci est l'un des défis les plus importants de la 5G qui a besoin d'assurer la protection des données personnelles. 5G devra définir les incertitudes liées aux menaces de sécurité, y compris la confiance, la vie privée, le cyber sécurité, qui se développent à travers le monde.

I. 8 .2.5 Législation des lois informatiques

Cyber criminalité et autres fraudes peut également augmenter avec la haute vitesse et la technologie 5G omniprésente. Par conséquent, la législation de Cyber Law est également un problème impératif, qui est en grande partie gouvernementale et politique (question nationale et internationale) dans la nature.

I. 9 La 5G au niveau mondial

I. 9.1 Etats-Unis d'Amérique

La course mondiale est déjà lancé entre pays pour être le premier à mettre en place des expérimentations 5G à grande échelle, puis à lancer des services commerciaux, quand bien même ceux-ci seraient basés sur des pré-standards de spécifications techniques.

La 5G est considérée comme étant une opportunité sans précédent pour la croissance économique avec de gros impacts sur l'éducation, l'emploi, les transports, etc... Ces futurs réseaux nécessitent, selon la FCC (Federal Communications Commission, l'agence de régulation américaine) de se pencher sur les 3 éléments suivants : le spectre, l'infrastructure et le réseau de raccordement (backhaul).

I. 9.2 Japon

Le Japon veut démontrer son leadership sur la 5G en déployant le premier réseau commercial 5G à être conforme aux spécifications techniques internationales pour les jeux olympiques d'été de Tokyo en 2020.

I. 9. 3 Chine

Tout comme au Japon, la Chine entend montrer son leadership avec des premiers déploiements commerciaux dès 2020. Les premiers tests seront faits avant 2020 dans la bande 3400 - 3600MHz. Les bandes 3300 - 3400 MHz, 4400 - 4500 MHz est 4800 - 4990 MHz sont aussi considérées et à l'étude. Pour de plus hauts débits, les bandes autour de 25 GHz et 40 GHz sont envisagées.

I. 9.4 Corée

La Corée quant à elle, vise un déploiement pré-commercial de la 5G durant les jeux olympiques d'hiver de Pyongchang 2018. Plusieurs expérimentations sont en cours de

préparation pour des démonstrations grandeur nature dans plusieurs villes coréennes. Les trois opérateurs mobiles nationaux espèrent des fréquences dans la bande 26,5 - 29,5 GHz.

I. 9.5 La 5G au niveau européen

Le 5G-PPP (5G Public Private Partnership) est un partenariat public-privé, dédié à la recherche et au développement autour de la 5G et créé à l'initiative de la commission européenne dès 2013, avec un budget de 700 millions d'euros de fonds public. Les objectifs principaux du 5G-PPP sont :

- ❖ Réunir le tissu économique et académique du secteur des télécommunications autour de grands projets de R&D, sur toute la chaîne de valeur.
- ❖ Réduire la dépendance technologique aux Etats-Unis et à l'Asie tout en maintenant une forte part de marché mondial.

I. 10 Les avantages et les inconvénients de la 5G

La technologie 5G possède des avantages et des inconvénients qui sont :

I. 10.1 Avantages

- ❖ Plus efficace et efficiente.
- ❖ Technologie pour faciliter les outils de supervision des abonnés pour l'action rapide.
- ❖ Très probablement, fournira une énorme diffusion de données (en Gigabit), qui prendra en charge plus de 60.000 connexions.
- ❖ Facilement gérable avec les générations précédentes.
- ❖ Son technologique pour supporter des services hétérogènes (y compris les réseaux privés).
- ❖ Possibilité de fournir une connectivité uniforme, ininterrompue et cohérente dans le monde entier.

I. 10.2 Inconvénients

- ❖ La technologie est encore en cours de développement et des recherches sur sa viabilité sont en cours.

- ❖ La vitesse, cette technologie semble difficile à atteindre (à l'avenir, elle pourrait l'être) en raison de l'incompétence du support technologique dans la plupart des régions du monde.
- ❖ Beaucoup d'anciens appareils ne seraient pas compétents pour la 5G, d'où la nécessité de tous les remplacer par un nouvel appareil - une affaire coûteuse.
- ❖ Le développement de l'infrastructure nécessite des coûts élevés.
- ❖ La question de la sécurité et de la protection de la vie privée n'a pas encore été résolue.

I. 11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu général sur la technologie 5G, Ses objectifs et ses applications, On a cité aussi sa couche physique, Son architecture, Sa comparaison avec la technologie 4G, ses défis, ses avantages et ses inconvénients et finalement sa présence dans le monde.

A decorative blue floral wreath with intricate scrollwork and leaf patterns, framing the central text.

Chapitre 2

Le système OQAM-FBMC

II .1 Introduction

Grâce à leur capacité de faire face à la sélectivité fréquentielle des canaux de transmission, les modulations multi-porteuses (MC) 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 grande efficacité spectrale due à l'espace étroit entre ses sous-porteuses orthogonales.
- Sa robustesse aux effets du multi-trajet et sa capacité d'éviter les interférences inter symboles et inter-porteuses grâce à l'ajout de préfix cyclique (CP).
- Son implémentation numérique facile et efficace en utilisant l'algorithme de la transformée de Fourier rapide (FFT).

Cependant, la technique CP-OFDM présente une perte dans l'efficacité spectrale à cause de l'introduction du CP puisqu'il contient des informations redondantes. De plus, la réponse rectangulaire du filtre de mise en forme utilisé en OFDM a une mauvaise localisation fréquentielle.

Afin de surmonter ces inconvénients, la modulation multi-porteuse à base des bancs de filtres (FBMC) a été proposée en tant qu'une approche alternative à la modulation OFDM.

En effet, on n'a pas besoin d'insérer un intervalle de garde, tel que le 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 de la radiation hors-bande du système. Dans la littérature, on trouve plusieurs types des modulations FBMC basés sur différentes structures. Dans ce mémoire, nous ne nous intéressons que sur le schéma de Saltzberg appelé FBMC/OQAM.

II.2 Présentation de l'OFDM

La modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technique multi-porteuses qui divise la bande fréquentielle en un nombre de sous-canaux égale à N (ou sous porteuses) orthogonaux et uniformes [2] c'est-à-dire les symboles vont être répartie sur

un grand nombre de porteuse a débit faible, à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupe alors toute la bande passante disponible.

II.2.1 Principe de la modulation

Le principe du multiplexage en fréquence est de grouper des données numériques par paquets de N , qu'on appellera symbole OFDM et de moduler par chaque donnée une porteuse différente en même temps. Considérons une séquence de N données C_0, C_1, \dots, C_{N-1} .

Le signal $s(t)$ total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels :

$$S(t) = \sum_{K=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi f_k t} \quad \text{II.1}$$

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est $1/T_S$.

Voici le schéma de principe de la modulation.

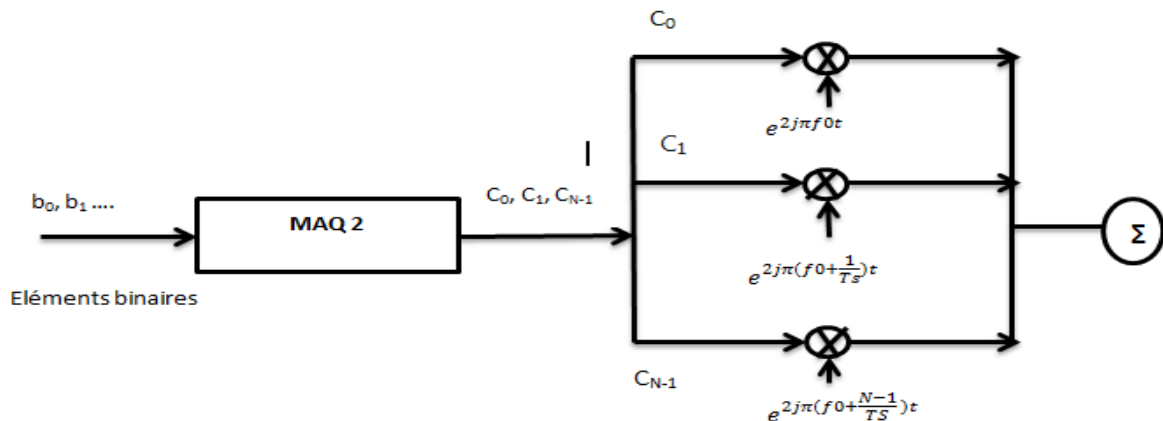


Figure II.1 : schéma de principe d'un modulateur.

II.2.2 L'orthogonalité

Nous allons déterminer le spectre du signal OFDM. Chaque porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée T_S , son spectre est la Transformée de Fourier de la fenêtre.

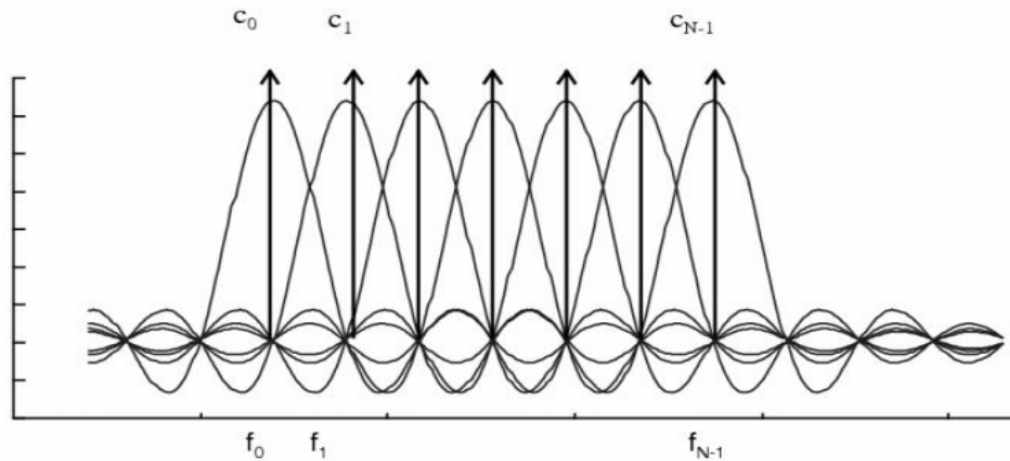


Figure II.2 : Spectre en sortie du modulateur OFDM.

II.2.3 Principe de la démodulation

Le signal parvenant au récepteur s'écrit, sur une durée symbole T_S :

$$Y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{2j\pi\left(f_0 + \frac{k}{T_S}\right)t} \quad \text{II. 2}$$

$H_K(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et au temps t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_S ($T_S \ll 1/Bd.$). La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses suivant le schéma classique.

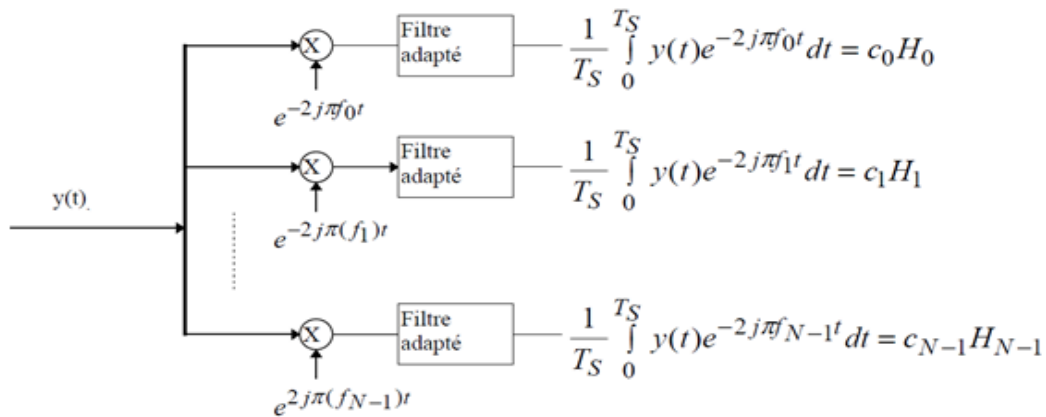


Figure II.3 : Principe d'un démodulateur

II.2.4 Intervalle de garde

Un symbole émis lors d'une période iT_S peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période $(i-1)T_S$. Il se produit alors des interférences. Pour éviter ces interférences, on ajoute un intervalle de garde d'une durée Δ . Chaque symbole est précédé par une extension périodique du signal lui-même. La durée du symbole totale transmis est alors $T = T_S + \Delta$. Pour que les interférences soient éliminées, il faut que l'intervalle de garde soit plus grand que le plus grand des retards T_m qui apparaissent dans le canal.

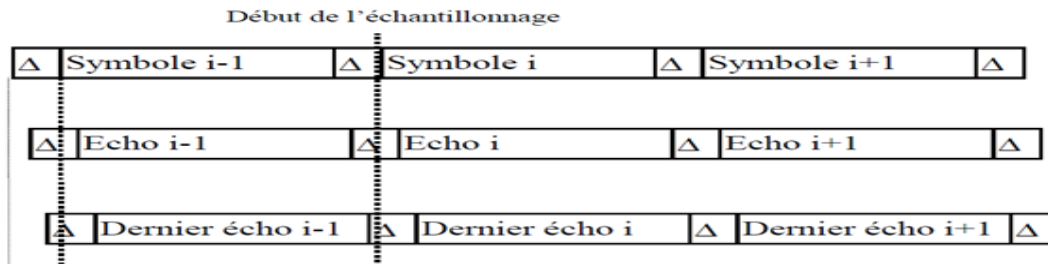


Figure II.4 : Intervalle de garde.

II.3 La structure de la FBMC/OQAM

Les systèmes OFDM et FBMC sont tous deux basés sur le calcul FFT. Dans FBMC, le réseau polyphasé (PPN) qui est un ensemble de filtres numériques est ajouté après le calcul FFT (banque de filtre d'analyse à l'émetteur et banque de filtre de synthèse au récepteur). En conséquence, pendant la transmission du signal de données, le streaming est différent dans

Chapitre II Le système OQAM-FBMC

chaque système. Pour atteindre une efficacité maximale, les bancs de filtres sont combinés avec Offset-QAM.

II.3.1 Principe de FBMC-OQAM

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. Le système FBMC-OQAM se compose d'un banc de filtres de synthèse (SFB) à l'émetteur et d'un banc de filtres d'analyse (AFB) au niveau du récepteur.

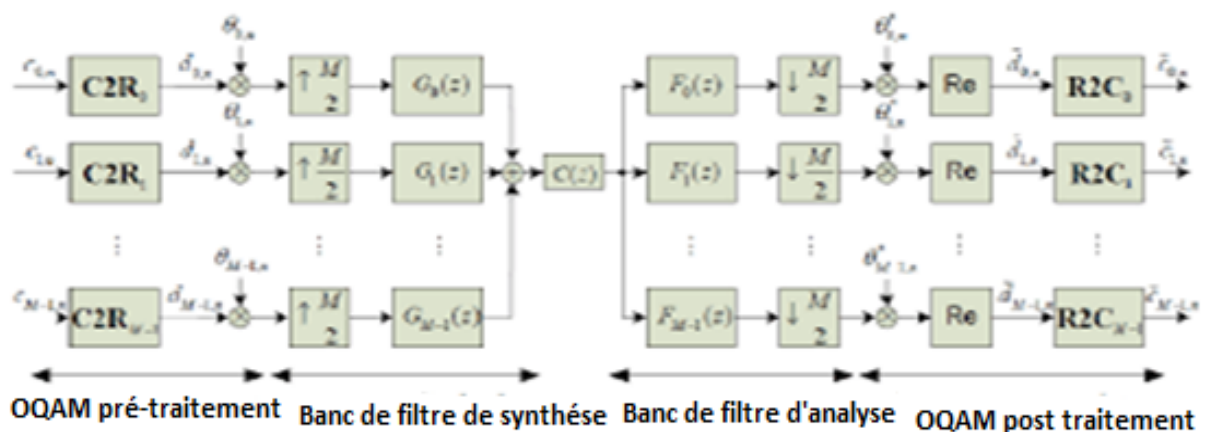


Figure II.5: Bloc FBMC/OQAM.

II.3.2 Blocs pré/post-traitements OQAM

Dans ce bloc, les symboles OQAM sont transmis plutôt que les symboles QAM. Pour effectuer cette modulation, des blocs de pré/post-traitement sont placés respectivement du côté émetteur/ récepteur.

Le schéma de principe du prétraitement OQAM est montré dans la Figure II.6 qui a deux opérations. La première opération est la conversion complexe-à-réel, où les parties réelles et imaginaires d'un complexe QAM ont un symbole de valeur $C_K[l]$, transmis à un taux de $1/T$.

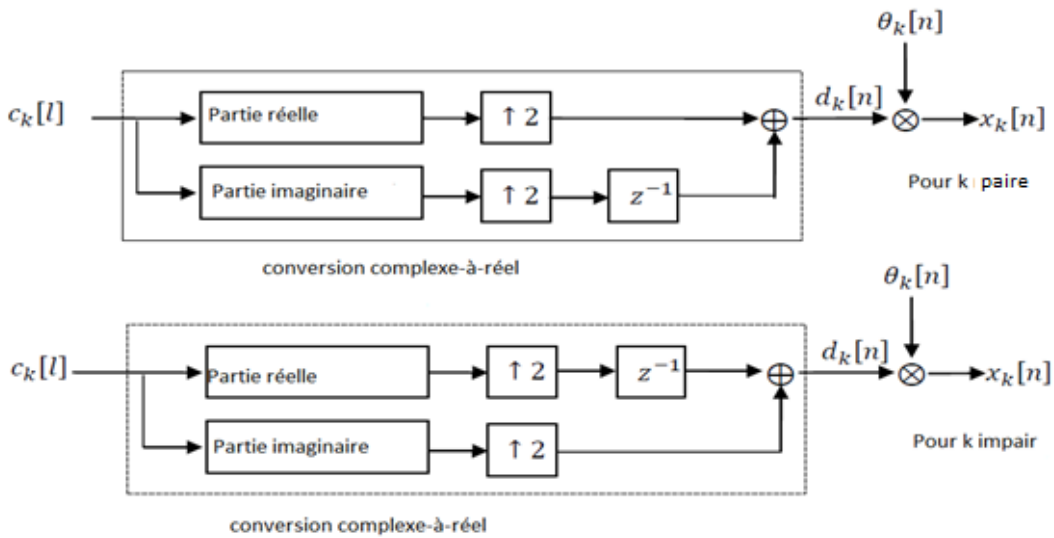


Figure II.6 : Schéma fonctionnel du prétraitement OQAM.

La période où la signalisation est définie comme $T=1/\Delta f$ avec Δf la sous-porteuse est l'espacement, sont séparés pour former deux nouveaux symboles $d_k[n]$, et $d_k[n+1]$. La conversion complexe-à-réelle est différente pour les sous-canaux pairs et impairs et sont donnés par les équations suivantes :

$$d_k[n] = \begin{cases} Re(C_k[l]), & k \text{ paire} \\ Im(C_k[l]), & k \text{ impaire} \end{cases} \quad \text{II.3}$$

$$d_k[n+1] = \begin{cases} Im(C_k[l]), & k \text{ paire} \\ Re(C_k[l]), & k \text{ impaire} \end{cases} \quad \text{II.4}$$

Où n est l'indice de l'échantillon à la sortie de prétraitement OQAM / post-traitement. Notez que la conversion complexe-réel augmente le taux d'échantillonnage de facteur 2. La deuxième opération du bloc de prétraitement OQAM est la multiplication par $\theta_k[n]$, afin de maintenir les symboles orthogonaux.

$$\theta_k[n] = j^{k+n} \quad \text{II.5}$$

Ensuite, les données de sortie du bloc de prétraitement $X_k[n]$ peuvent être exprimées comme :

$$x_k[n] = d_k[n]\theta_k[n] \quad \text{II.6}$$

Chapitre II Le système OQAM-FBMC

Le schéma fonctionnel du post-traitement OQAM est illustré à la figure II.7. Il consiste en deux opérations principales. La première est la multiplication par le complexe conjugué de $\theta_k[n]$, noté par $\theta_k^*[n]$ suivi de la partie réelle. La deuxième opération est une conversion réelle à complexe dans laquelle deux symboles de valeur réelle successifs forment un symbole de valeur complexe représenté par $\hat{C}_k[n]$ et défini comme suit :

$$\hat{C}_k = \begin{cases} \hat{d}_k[n] + j\hat{d}_k[n+1], & k \text{ paire} \\ \hat{d}_k[n+1] + j\hat{d}_k[n], & k \text{ impair} \end{cases} \quad \text{II.7}$$

En ce sens, la conversion réelle-complexe diminue le taux d'échantillonnage par le facteur 2.

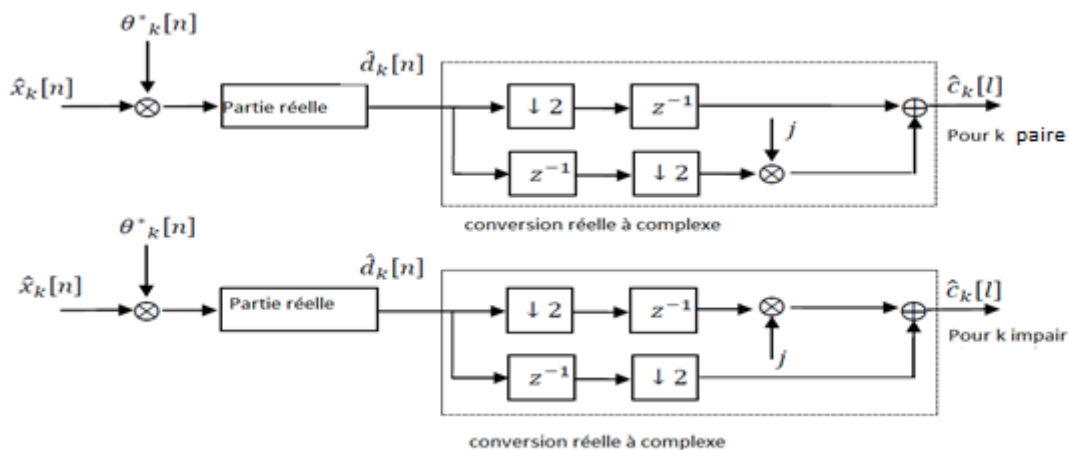


Figure II.7 : Schéma fonctionnel du post-traitement OQAM.

II.3.3 Synthèse et analyse des blocs de banques de filtres

La figure II.8 illustre un tel banc de filtres M-bandes, (a) est appelé banc de filtres d'analyse, et les filtres $H_k(z)$ sont les filtres d'analyse. Ce banc décompose le signal $x(n)$ en M signaux $v_i(n)$ appelés signaux de sous-bandes. (b) est appelé banc de filtres de synthèse et les filtres $F_k(z)$ sont les filtres de synthèse. Il combine les M signaux $W_k(n)$ en un seul signal $y(n)$.

Les bancs de filtres d'analyse et de synthèse sont généralement associés, le premier décompose un signal pour appliquer un traitement à chaque signal de sous-bande, et le second recombine les signaux de sous-bandes traités pour construire le signal modifié. Un tel système d'analyse/synthèse est appelé banc de filtres à reconstruction parfaite quand en l'absence de

tout traitement dans les sous-bandes, c'est-à-dire quand $W_k(n) = V_k(n)$, $k= 0, \dots, M-1$, le signal de sortie $y(n)$ vaut $x(n-\tau)$, où τ est un retard pur.

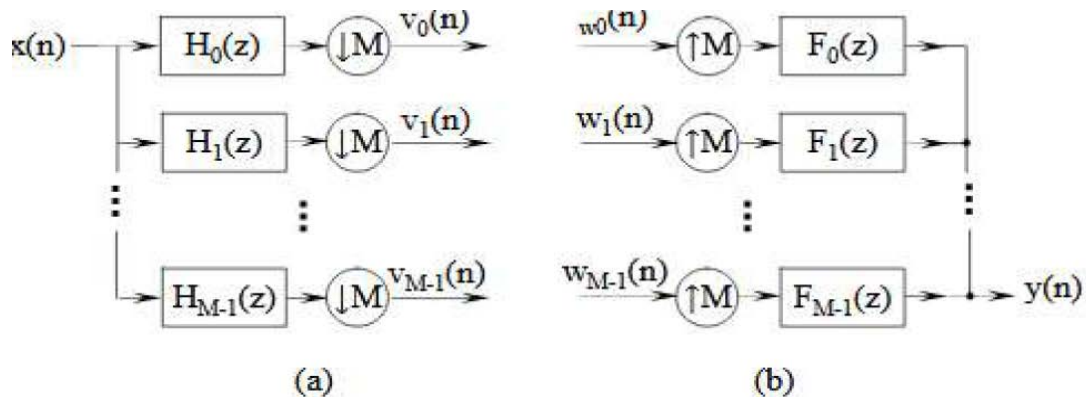


Figure II.8: Banc de filtres à M canaux (a) banc d'analyse (b) banc de synthèse

II.3.2.1 Banque de filtres d'analyse

Dans ce système, il y a M filtres de décimation avec entrée $f(n)$. La valeur de $N > M$ lorsqu'elle est utilisée pour les communications. La valeur de $N < M$ lorsqu'elle est utilisée pour le filtrage adaptatif et le traitement du signal. Ce système entier qui comprend de tous ces blocs est appelé : banque de filtres d'analyse. Comme le montre la figure II.9

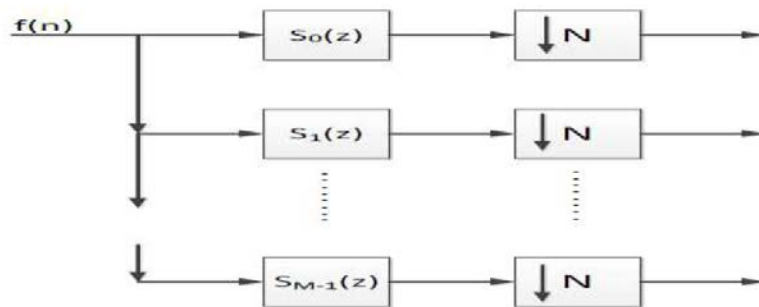


Figure II.9 : banque de filtres d'analyse

II.3.2.2 Banque de filtres de synthèse

Tout ce système qui comprend tous ces blocs est appelé banque de filtre de synthèse.

Comme le montre la figure II.10

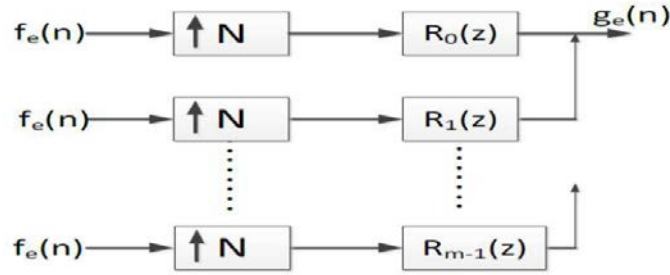


Figure II.10 : banque de filtres de synthèse

II.3.3 Structure polyphasée

La banque de filtres de synthèse (SFB) et la banque de filtres d'analyse (AFB) du système sans fil FBMC / OQAM introduisent une grande complexité de calcul car elles sont effectuées à un taux d'échantillonnage élevé entraînant une énorme quantité de calculs inutiles. Néanmoins, la complexité de calcul peut être réduite en exploitant des représentations polyphasées de SFB et AFB avec des opérations IFFT / FFT. La polyphasé peut offrir des simplifications drastiques, car les opérations de filtrage sont effectuées à un taux d'échantillonnage inférieur et évitent des calculs inutiles.

Dans le cas de bancs de filtres modulés, le nombre de branches de filtres polyphasés dépend de la périodicité de la fonction de modulation, notée $\varepsilon_k[m]$ et s'écrit comme suit:

$$\begin{aligned} \varepsilon_k[m] &= \exp\left(j \frac{2\pi k}{M} \left(m - \frac{L_p - 1}{2}\right)\right) & \text{II. 8} \\ &= \beta_k \gamma_k[m] \end{aligned}$$

Parce que $\gamma_k(K) = \gamma_k[q + TM]$, alors le filtre de synthèse $G_k(z)$ peut être exprimé sous la forme de filtres polyphasés comme suit:

$$\begin{aligned} G_k(z) &= \sum_{m=0}^{L_p-1} p[m] \varepsilon_k[m] z^{-m} & \text{II. 9} \\ &= \beta_k \sum_{q=0}^{M-1} \gamma_k[q] z^{-q} A_q(z^M) \end{aligned}$$

Ainsi, nous pouvons redessiner le bloc SFB du système sans fil FBMC / OQAM comme indiqué dans la Figure II.11 :

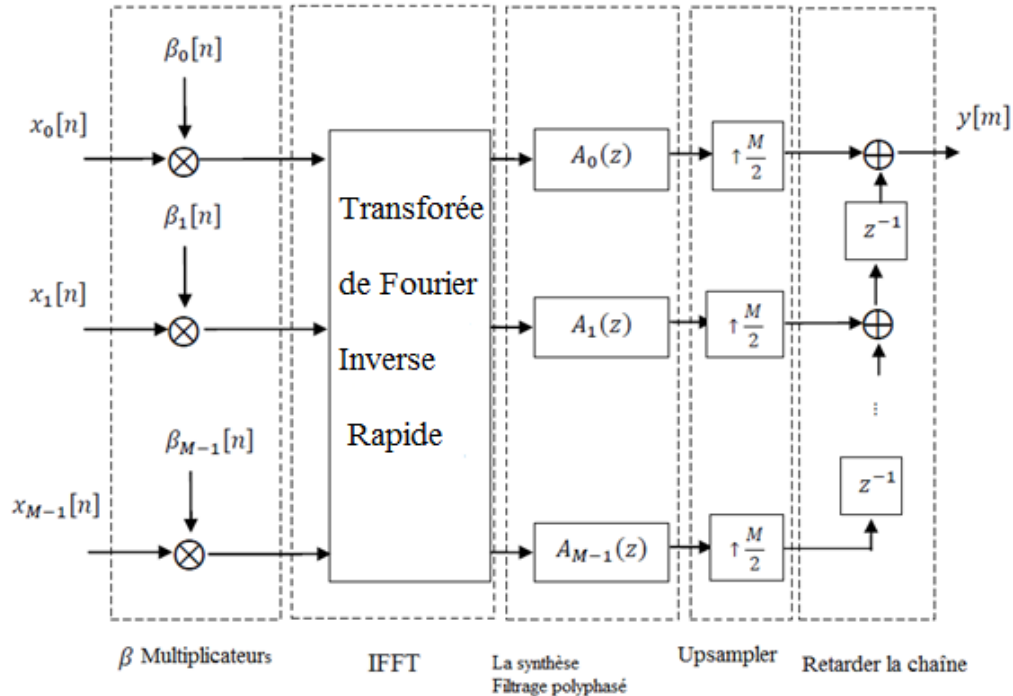


Figure II.11 : Schéma fonctionnel du SFB utilisant une structure polyphasée.

Ensuite, nous pouvons écrire la décomposition polyphasée du filtre d'analyse $F_k(z)$ comme suit :

$$\begin{aligned}
 F_k &= \sum_{m=0}^{Lp-1} p[Lp-1-m] \varepsilon^* k[m] z^{-m} & \text{II. 10} \\
 &= \beta^* k \sum_{q=0}^{M-1} \gamma^* k[q] z^{-(M-1-q)} B_q(z)
 \end{aligned}$$

L'équation (II.10) montre que la banque de filtres d'analyse est constituée de la chaîne de retard des sous-échantillonneurs par $M/2$, de l'analyse du filtrage polyphasé $B_k(z)$, de la FFT et $\beta^*_k[n]$ des multiplicateurs. Ainsi, nous pouvons redessiner l'AFB du système sans fil FBMC / OQAM comme montré dans Figure II.12

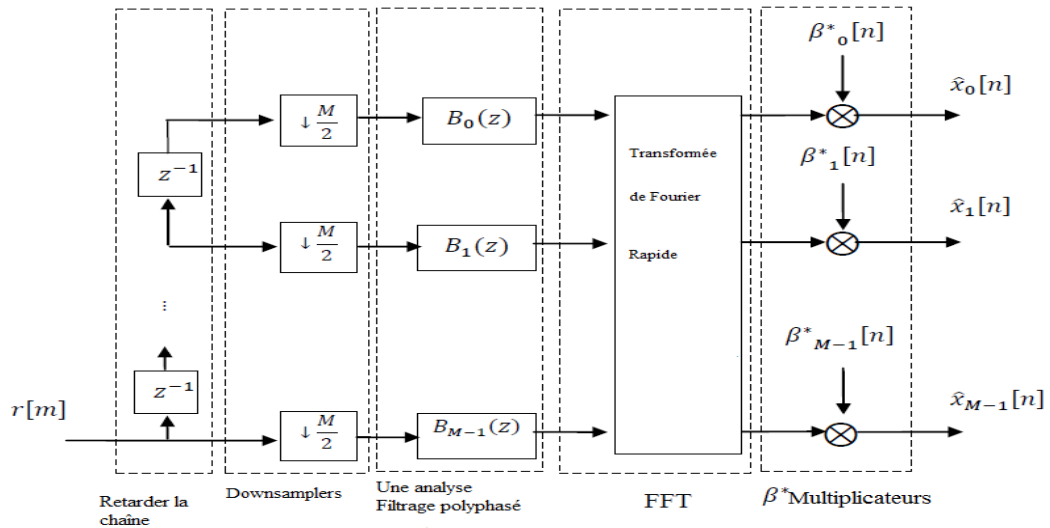


Figure II.12 : Schéma fonctionnel des filtres AFB utilisant une structure polyphasée.

Le filtre polyphasé d'analyse à l'index du récepteur dans le temps peut être exprimé comme suit :

$$B_k(m) = a_{M-1-k}(m) = p(M - 1 - k + mM) \quad \text{II. 11}$$

II.3.4 Conception du filtre prototype

Afin d'éviter un problème d'ISI, le canal doit satisfaire au critère de Nyquist lorsqu'il a un cas idéal. Maintenant, si la période de symbole est T_s et le taux de symbole est $f_s=1/T_s$, la réponse de fréquence de canal doit être symétrique par rapport à la fréquence $f_s/2$. Par conséquent, en FBMC le filtre prototype pour les banques de filtres de synthèse et d'analyse doit être à demi-Nyquist ce qui signifie que le carré de sa réponse en fréquence doit satisfaire au critère de Nyquist.

Il existe différentes méthodes pour concevoir un filtre prototype NPR, comme la technique d'échantillonnage de fréquence [3], ou les techniques de fenêtrage [4]. Dans ces méthodes, les coefficients du filtre prototype peuvent être donnés en utilisant une représentation en forme fermée qui ne comprend que quelques paramètres de conception ajustables.

Les coefficients de réponse impulsionnelle du filtre sont obtenus en fonction de la réponse en fréquence souhaitée, qui est échantillonnée sur un KM points de fréquence

Chapitre II Le système OQAM-FBMC

uniformément espacés $w_k = \frac{2\pi K}{KM}$. Ainsi, le filtre prototype passe-bas FIR, $p[m]$ peut être écrit comme [5]:

$$P[m] = \frac{1}{KM} (\hat{p}[0] + 2 \sum_{K=1}^U (-1)^k \hat{p}[k] \cos(\frac{2\pi k}{KM}(m+1))) \quad \text{II.12}$$

La réponse en fréquence et la réponse impulsionnelle pour le filtre prototype utilisé dans le système sans fil FBMC / OQAM avec différentes valeurs de facteur de chevauchement sont représentées respectivement à la figure II.13 et à la figure II.14.

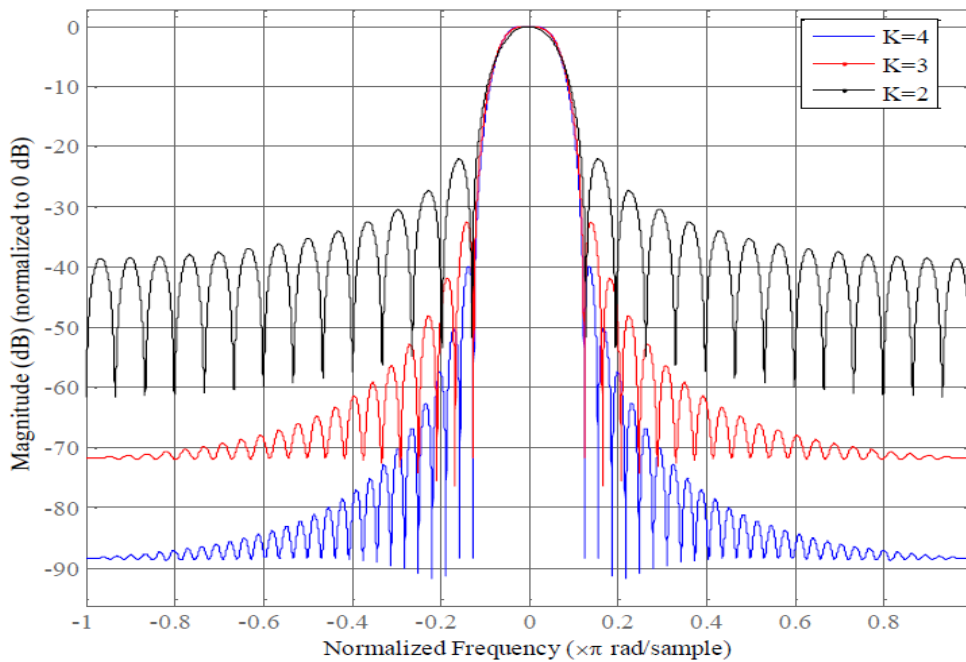


Figure II.13 : Réponse en fréquence du filtre prototype.

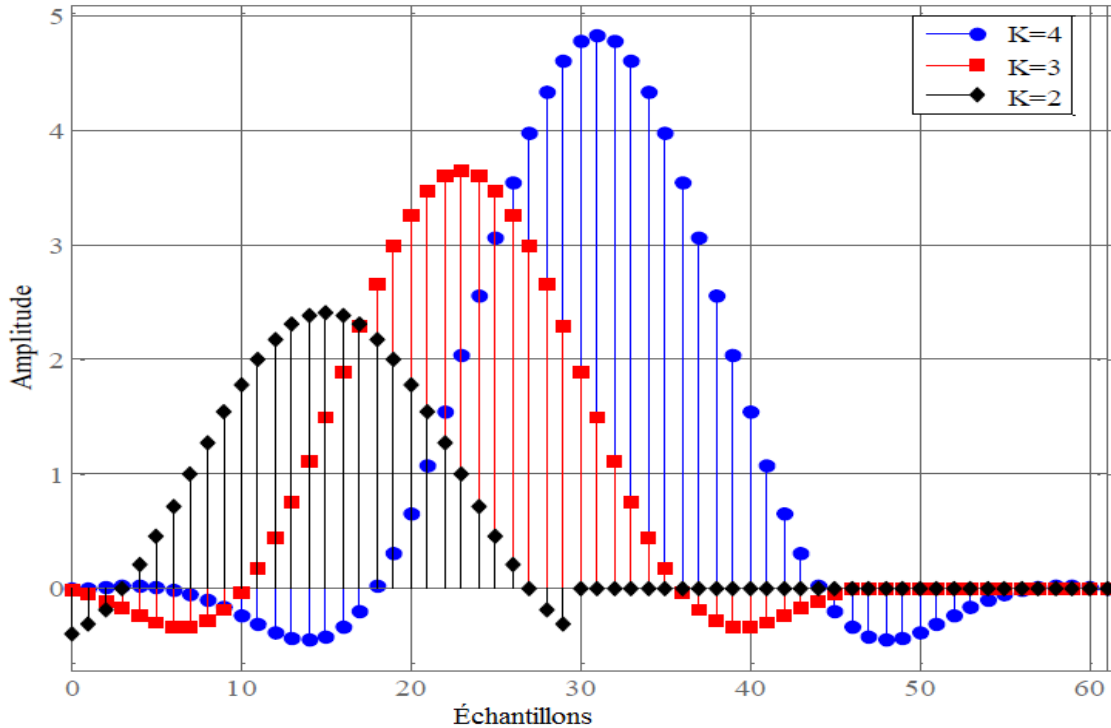


Figure II.14 : Réponse impulsionnelle du filtre prototype.

II.4 L'émetteur OQAM-FBMC

Le schéma de principe du transmetteur FBMC / OQAM est illustré à la figure II.15

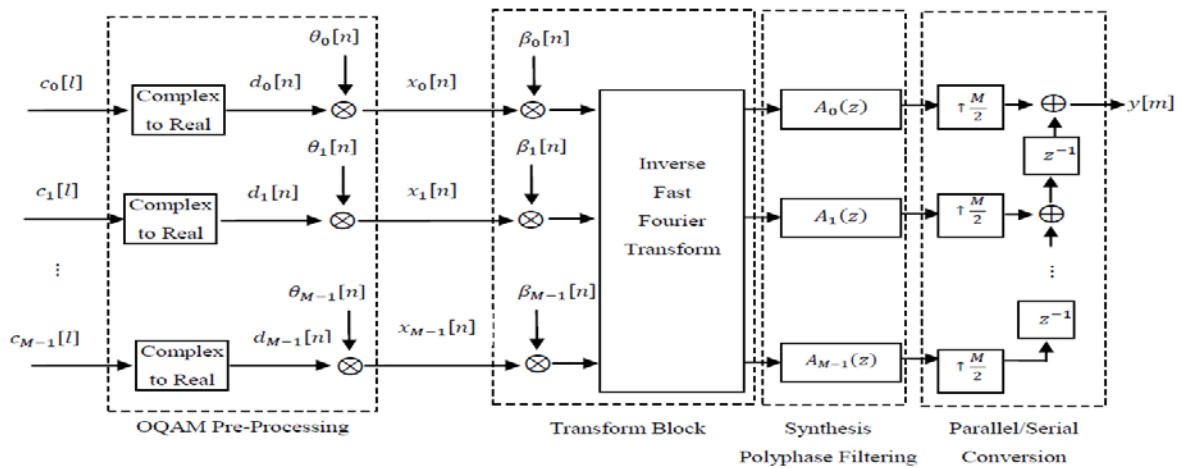


Figure II.15 : Schéma fonctionnel de l'émetteur FBMC / OQAM.

Le signal transmis peut être écrit en notation matricielle comme :

$$\begin{aligned}
 Y(Z) &= G^T(z).X(z^{M/2}) \\
 &= (\beta.W.A(z).O(z))^T.X(z^{M/2}) \quad \text{II.13} \\
 &= O^T(z).A(z).w.\beta.X(z^{M/2})
 \end{aligned}$$

$$X(z^{M/2}) = [X_0(z^{M/2})X_1(z^{M/2}) \dots X_{M-1}(z^{M/2})]^T \quad \text{II.14}$$

En outre, le signal en bande de base à temps discret en sortie de la banque de filtres de synthèse de l'émetteur FBMC basé sur la modulation OQAM peut être exprimé comme [6]:

$$\begin{aligned}
 y[m] &= \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_k[n]\beta_k[n]p\left[m - n\frac{m}{2}\right]e^{j\frac{2\pi}{M}km} \quad \text{II.15} \\
 &= \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_k[n]\theta_k[n]\beta_k[n]p\left[m - n\frac{m}{2}\right]e^{j\frac{2\pi}{M}km}
 \end{aligned}$$

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

II.5 Le récepteur OQAM-FBMC

Le schéma fonctionnel du récepteur FBMC / OQAM est illustré à la Figure II.16.

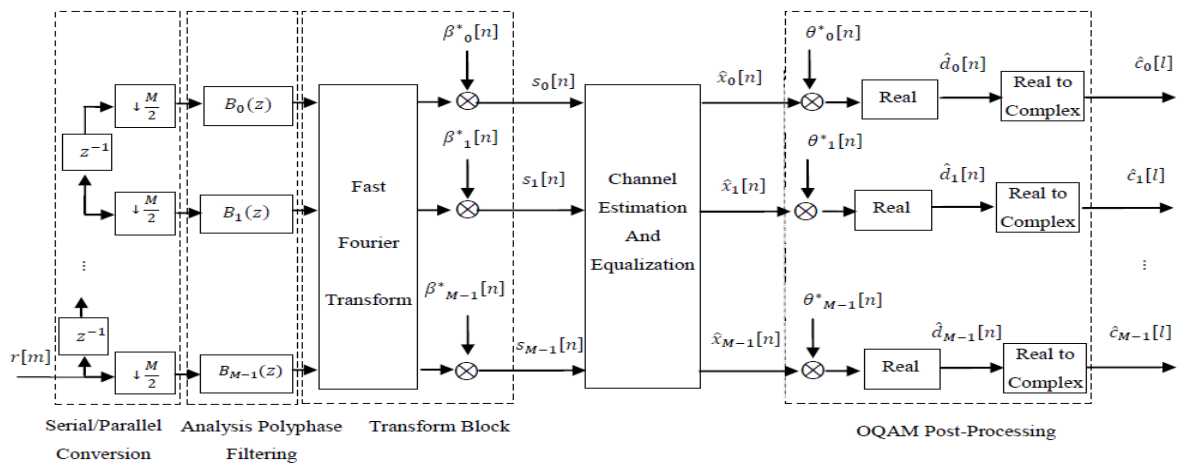


Figure II.16 : Schéma fonctionnel du récepteur FBMC / OQAM.

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

$$r_k = y_k[m]h_k[m] + w_k[m] \quad \text{II. 16}$$

Où $h_k[m]$ est un processus complexe d'évanouissement de valeur sur la sous-porteuse pour le symbole FBMC / OQAM, $w_k[m]$ est un processus de bruit blanc gaussien additif (AWGN).

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

$$S_k[n] = [r_k[m] * f_k[m]]_{\downarrow \frac{M}{2}} = x_k[n].q_k[n] + \eta_k[n] \quad \text{II. 17}$$

II.6 Comparaison entre OFDM et OQAM -FBMC

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 de 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.

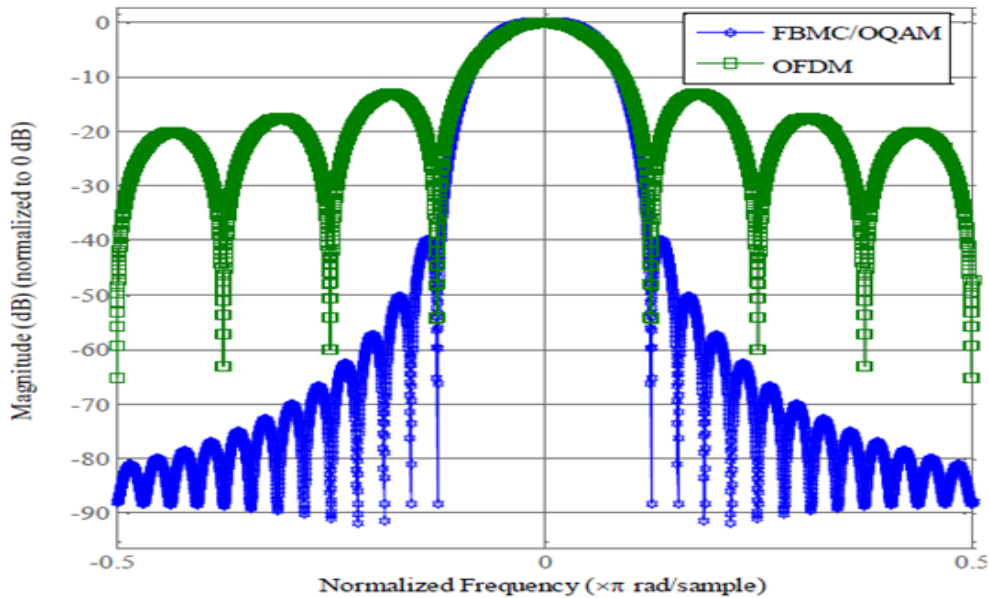


Figure II.17: Repense en fréquence du filtre prototype pour OFDM et FBMC.

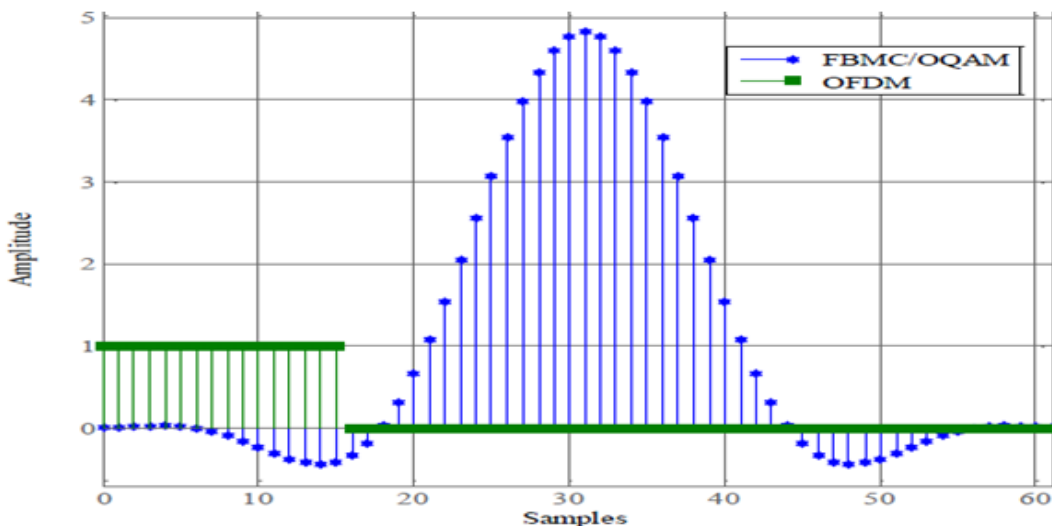


Figure II.18 : Repense Impulsionnelle du filtre prototype pour FBMC et OFDM

En raison de l'utilisation de filtres prototypes bien formés en FBMC, les niveaux des lobes latéraux sont considérablement plus faibles que dans le cas de l'OFDM. De cette manière, un bon confinement spectral pour tous les sous-canaux peut être obtenu, ce qui se traduit également par une bonne résistance contre les interférences à bande étroite et une grande efficacité de la bande passante car aucun préfixe cyclique n'est nécessaire. Par conséquent, la performance du taux d'erreur binaire (BER) par rapport au rapport signal sur bruit (SNR) pour FBMC sera meilleure que celle pour OFDM.

II.7 Conclusion

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 de 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.

A decorative blue floral wreath with intricate scrollwork and leaf patterns, framing the central text.

Chapitre 3

Antennes MIMO beamforming

III.1 Introduction

La recherche dans le domaine des futurs réseaux de radiocommunication est en pleine expansion. Le développement de nouveaux systèmes a pour objectif de transmission d'information numérique a des débit toujours plus élevés et pour une qualité de service de plus en plus exigeante avec une latence plus faible. Dans ce contexte, les systèmes de transmission de type MIMO (Multiple Input Multiple Output), comportant plusieurs antennes à l'émission et à la réception, sont considérés comme étant des techniques incontournables, D'une part, l'efficacité spectrale potentielle d'un tel système est bien plus élevée que celle d'un système mono-antenne.

En effet, la capacité d'un système MIMO augmente linéairement avec le nombre d'antenne à l'émission. D'autre part, grâce à une meilleure exploitation de la diversité, ce système est plus robuste aux évanouissements du canal de transmission améliorant ainsi la qualité de la transmission. Parmi ces type il y'a le MIMO Beamforming[7][8]qui est une technologie de traitement de signal qui est utilisée pour diriger la réception ou la transmission (l'énergie du signal) d'un réseau dans une direction angulaire choisie. Classiquement, la formation de faisceau fonctionne en réglant les poids des éléments d'antenne de sorte que le faisceau soit concentré sur un signal provenant d'une direction particulière tout en s'efforçant d'ignorer les interférences provenant d'autres directions.

III.2 Présentation des systèmes multi antennes

Les communications sur le canal radio-mobile se sont fortement développées ces dernières années, aussi bien en termes de nombre d'utilisateurs que de débit par utilisateur. Ceci entraîne la saturation des ressources radiofréquence dans les lieux de forte population. Dès lors, il existe une forte demande pour augmenter l'efficacité spectrale de ces communications.

D'un autre côté, les transmissions via le canal radio mobile sont fortement pénalisées par les évanouissements du signal, dus à la fois aux trajets multiples et aux interférences entre symboles. Pour pallier ces deux inconvénients, une solution est étudiée depuis quelques années. Il s'agit d'une architecture de transmission basée sur l'utilisation de plusieurs antennes

à l'émission et à la réception. Ces architectures, dites MIMO (Multiple Input Multiple Output), ont été développées par les laboratoires Bell en 1997 [9][10].

Elles permettent d'atteindre à la fois de très hautes efficacités spectrales et de lutter efficacement contre les évanouissements du signal. Les systèmes multi-antennes étaient utilisés pour donner de la directivité à l'émetteur ou au récepteur. Pour ces systèmes dits (conventionnels), lorsque l'émetteur possède plusieurs antennes, il émet sur chacune d'elles une version déphasée du même symbole, fournissant ainsi une directivité réglable à l'émetteur. Le récepteur avec plusieurs antennes peut lui aussi, en pondérant le signal de chaque capteur, choisir une direction de réception privilégiée (figure III.1).

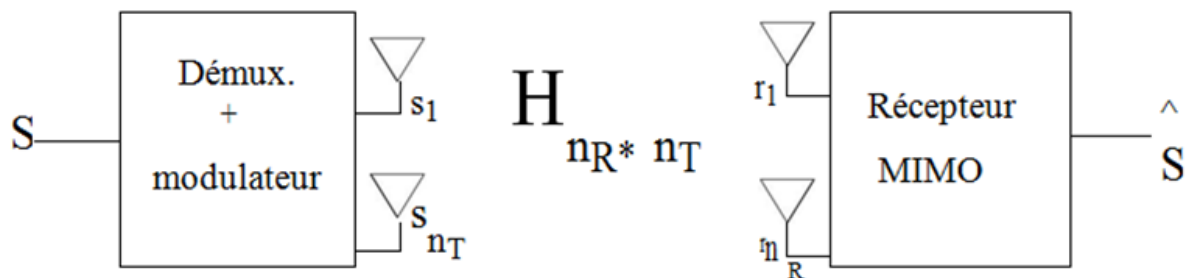


Figure III.1 : Principe d'un système MIMO

Les antennes émettrices transmettent chacune un symbole différent, indépendant de celui des autres antennes, mais en utilisant la même modulation, la même fréquence porteuse et en étant synchronisées. La bande passante utilisée reste identique à celle d'un système mono-émetteur, mais comme plusieurs symboles sont émis, l'efficacité spectrale augmente.

En présence de réflecteurs, le signal émis par une antenne arrive sous plusieurs versions, retardées et atténuées, sur chaque antenne réceptrice. La somme de ces échos forme des interférences qui peuvent être soit constructives, soit destructives (évanouissements). Si les antennes réceptrices sont suffisamment espacées, typiquement d'une demi-longueur d'onde, elles ne seront que rarement victimes d'évanouissements simultanés. Ceci facilite la récupération de l'information émise.

III.3 Types d'antennes MIMO

Dans un système MIMO, il existe plusieurs méthodes pour effectuer le codage des signaux :

III.3 .1 Codes spatio-temporels

La capacité d'un système MIMO ($n_t \neq n_r$) augmente considérablement lorsqu'on a plusieurs antennes de transmission n_t et de réception n_r [11]. Une méthode pour atteindre la capacité d'un système MIMO est d'utiliser le codage spatio-temporel. Ce codage consiste à introduire une corrélation, dans le temps et dans l'espace, entre les signaux à transmettre. Il peut exploiter la diversité d'émission du canal MIMO ou maximiser l'information mutuelle entre l'entrée et la sortie du canal. Il améliore ainsi la qualité de la transmission en offrant un débit potentiellement élevé selon la structure retenue.

Les codes spatio-temporels sont des schémas de diversité d'émission en boucle ouverte. Le récepteur spatio-temporel essaie de supprimer l'interférence et de décoder le sous-flux reçu de chaque branche émettrice.

Il y a beaucoup d'approches pour réaliser la structure dans le code transmis. La méthode la plus simple consiste à mettre en correspondance de manière linéaire des informations à travers les éléments d'antennes d'émission n_T et à transmettre ces symboles d'une manière orthogonale, comme cela est fait dans les codes en blocs spatio-temporels. L'orthogonalité peut également être introduite dans le code en utilisant le multiplexage fréquentiel, le multiplexage temporel, ou en utilisant des séquences d'étalement orthogonales pour différentes antennes.

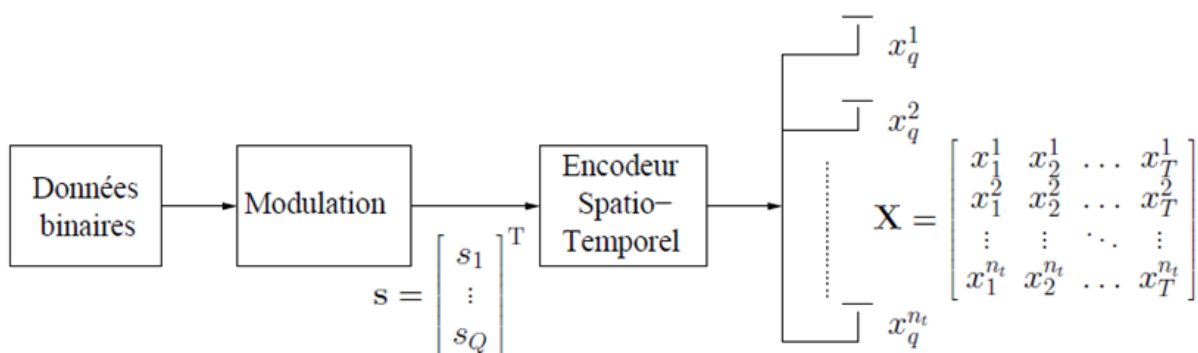


Figure III.2 : schéma de principe du codage Spatio-temporel.

III.3 .2 .Multiplexage spatial

Le multiplexage spatial est la première technique d'émission utilisée dans le contexte MIMO. Il est souvent associé à la technique VBLAST pour Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time [12]. Il consiste à émettre simultanément n_t symboles de modulation sur n_t antennes d'émission sans codage espace-temps de ces symboles, ce qui correspond à associer au vecteur $S = [S_1; \dots; S_{n_t}]$ le vecteur spatio-temporel $X = [X_1 = S_1; \dots; X_{n_t} = S_{n_t}]^T$ transmis pendant une durée symbole depuis les n_t antennes d'émission. Cette technique de transmission assure un rendement plein au détriment de la diversité d'émission, peut aussi améliorer le débit de façon significative.

III.3. 3 Beamforming

Le MIMO Beamforming est un système MIMO basé sur les antennes intelligentes à l'émission et à la réception, dans le but d'augmenter le débit et la qualité de transmission. Ce type d'antennes sera détaillé dans le reste du chapitre.

III.4- MIMO Beamforming

III.4.1 Antennes intelligentes

Les systèmes à antennes adaptatives ou intelligentes (smart antennas) [13] entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières décennies. Ils bénéficient des interactions croissantes entre l'électromagnétisme et le traitement de signal. L'intérêt de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement, en temps réel, à des modifications du canal de propagation. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile [14].

Habituellement, ces systèmes reposent sur des antennes réseau et sur un processeur récepteur adaptatif en temps réel qui attribue des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. Une antenne réseau adaptative peut donc être définie comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres grâce à une boucle à retour de décision interne pendant le fonctionnement de l'antenne.

Dans les systèmes d'antennes traditionnels, chaque émetteur envoie son signal de façon très large principalement à cause du fait que la position du récepteur est inconnue [15]. Ce type de transmission pollue l'environnement électromagnétique en augmentant le niveau d'interférence global par une émission de puissance dans des directions inutiles. A contrario, les systèmes à antennes intelligentes déterminent la localisation du mobile pour se focaliser et émettre l'énergie uniquement dans les directions souhaitées.

III.4.1.1 Structure d'une antenne intelligente

La structure d'une antenne intelligente [16] [17] est illustrée par la (Figure III.3). Elle est constituée d'un réseau de M antennes élémentaires dont les sorties sont pondérées par un terme complexe w avant d'être sommées entre elles. L'unité de contrôle des pondérations permet de mettre en forme un diagramme de rayonnement par l'ajustement "intelligent" de l'amplitude et (ou) de la phase avec laquelle se combinent les signaux reçus (ou émis) sur les différents éléments.

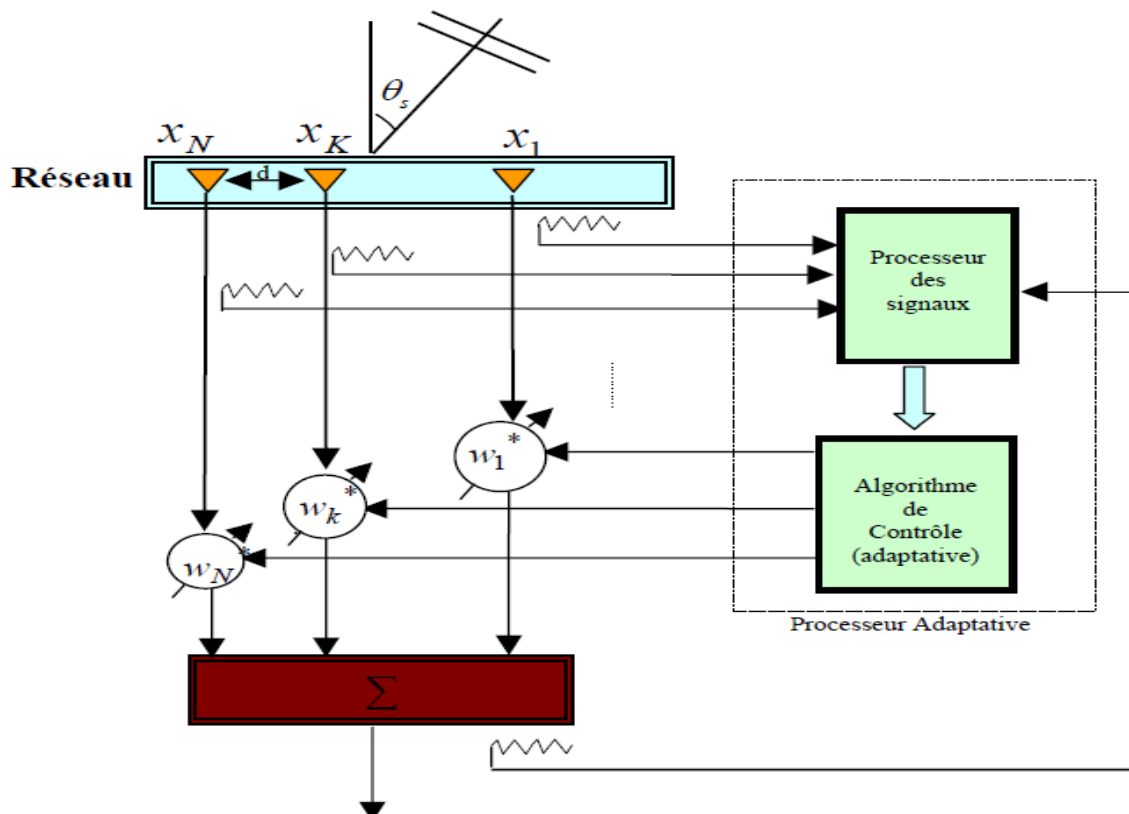


Figure III.3 : Schéma représentatif d'une antenne adaptative.

La sortie du réseau s'écrit :

$$y(t) = [w_1, w_2, \dots, w_N] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = w^H(t)x(t) \quad \text{III.1}$$

Où w^H dénote le conjugué de la transposée complexe de pondération du vecteur de poids.

Où $X_i(t)$ désigne le signal reçu par la i -ème antenne. Si nous supposons que le premier élément de réseau est la référence de phase, le déphasage relatif du signal reçu au n ème élément est :

$$\phi_n = \left[\frac{2\pi d(n-1)}{\lambda} \right] \sin \theta_s \quad \text{III.2}$$

Nous désignons par θ_s la direction du signal incident et e le diagramme élémentaire. Alors le signal sur le n ème élément est :

$$x_n(t) = e \cdot \exp j(\omega t + \phi_n) \quad \text{III.3}$$

Des équations III.1, III.2 et III.3 nous obtenons :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N e \cdot \omega_n \exp j\left[\omega t + \left(\frac{2\pi d(n-1)}{\lambda}\right) \sin \theta_s\right] \quad \text{III.4}$$

La structure de l'unité de contrôle dépend de l'information que l'on connaît a priori ou que l'on peut estimer au niveau de la station de base. Cette information inclut le type de modulation, le nombre de trajets séparables et leurs angles d'arrivée, la présence ou non d'une séquence d'apprentissage et la complexité de l'environnement de propagation.

III.4.2 Types des antennes intelligentes

III.4.2.1 Antennes à lobe commuté (SL)

Un système à faisceau commuté est un système qui peut choisir parmi l'un des nombreux modèles prédéfinis afin d'améliorer le signal reçu. Lorsqu'un signal entrant est détecté, la station de base détermine le faisceau qui est le mieux aligné dans la direction du signal d'intérêt, puis commute sur ce faisceau pour communiquer avec l'utilisateur. Le

faisceau commuté est basé sur une fonction de commutation de base et sélectionne le faisceau qui donne le signal reçu le plus fort. L'objectif global du système à faisceau commuté est d'augmenter le gain en fonction de la localisation de l'utilisateur. Cependant, puisque les lobes sont fixes, l'utilisateur prévu peut ne pas être au centre d'un faisceau principal donné. Le faisceau commuté utilise un réseau d'antennes qui rayonne plusieurs faisceaux fixes se chevauchant couvrant une zone angulaire désignée. Il subdivise le secteur en plusieurs faisceaux étroits. Chaque faisceau peut être traité comme un secteur individuel desservant un utilisateur individuel ou un groupe d'utilisateurs. Les faisceaux directionnels séparés spatialement entraînent une augmentation de la réutilisation éventuelle d'une fréquence canal en réduisant les interférences potentielles et augmente également la portée. L'antenne à faisceau commuté dispose d'un mécanisme de commutation qui lui permet de sélectionner puis de commuter le faisceau droit qui offre la meilleure réception pour un utilisateur mobile. La sélection est généralement basée sur la puissance maximale reçue pour cet utilisateur. Notez que le même faisceau peut être utilisé à la fois pour la communication montante et descendante.

III.4.2 .2 Réseau adaptatif (AA)

Dans ce cas-ci, un algorithme qui calcule la direction d'arrivée (DOA) des interférences (par exemple, d'autres utilisateurs) est ajouté. Le diagramme de rayonnement peut être alors ajusté pour annuler les interférences. En employant des algorithmes et des techniques de diversité spatiale, le diagramme de rayonnement peut être adapté pour recevoir les signaux par trajets multiples qui peuvent être combinés. Ces techniques maximisent le rapport signal sur l'interférence (SIR) (ou le rapport signal sur interférence plus bruit (SINR)).

Les systèmes mobiles conventionnels utilisent habituellement une certaine sorte de diversité d'antenne (diversité par exemple, de l'espace ou de polarisation). Les antennes adaptatives peuvent être considérées comme un arrangement prolongé de diversité, ayant plus de deux branches de diversité. Dans ce contexte, les réseaux déphaseurs auront un plus grand potentiel de gain que les antennes à commutation de lobe parce que tous les éléments peuvent être employés pour la combinaison de diversité.

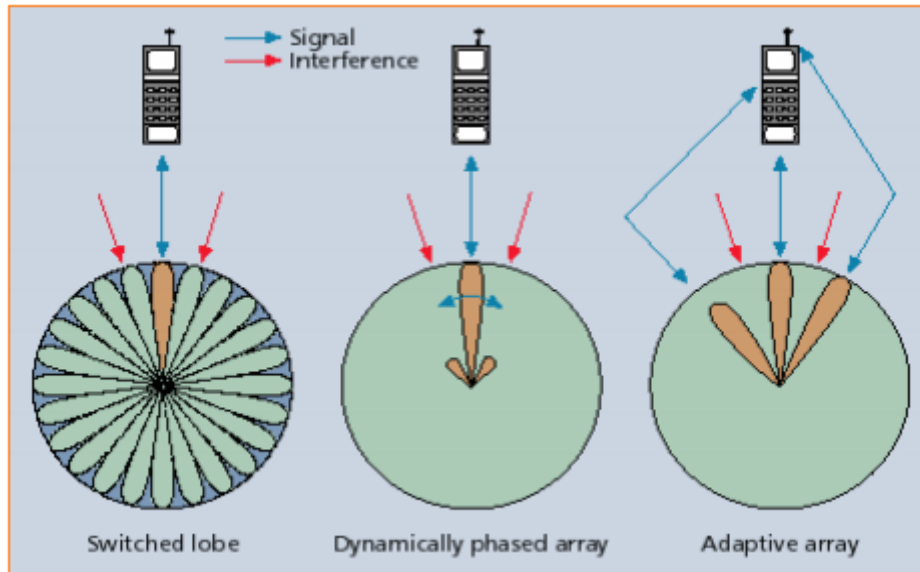


Figure III.4 : Types d'antennes intelligentes.

III.4.3 Les algorithmes adaptatifs

Le choix d'un critère particulier n'est pas essentiel en termes de performance. D'autre part, le choix d'algorithmes adaptatifs pour dériver le vecteur de poids adaptatif est très important car il détermine à la fois la vitesse de convergence et la complexité du matériel nécessaire pour mettre en œuvre l'algorithme. Dans cette section, nous discuterons d'un certain nombre de techniques adaptatives courantes.

- **LMS : algorithme du gradient stochastique**

L'algorithme LMS est certainement l'algorithme adaptatif le plus populaire qui existe en raison de sa simplicité, puis qu'il est la base de notre mémoire qu'on va le détailler ultérieurement.

- Inversion directe de la matrice de convergence (DMI) (ANNEXE)
- Algorithme des moindres carrés récursifs (RLS, Récursifs least squares Algorithm) (ANNEXE)
- Algorithme à module constant (CMA- Constant modulus algorithm)(ANNEXE)

III.4.4 Antennes MIMO Beamforming

III.4.4 .1Concept de base

Un système de communication à bande étroite de M antennes d'émission et N d'antennes de réception est illustré à la Figure III.5

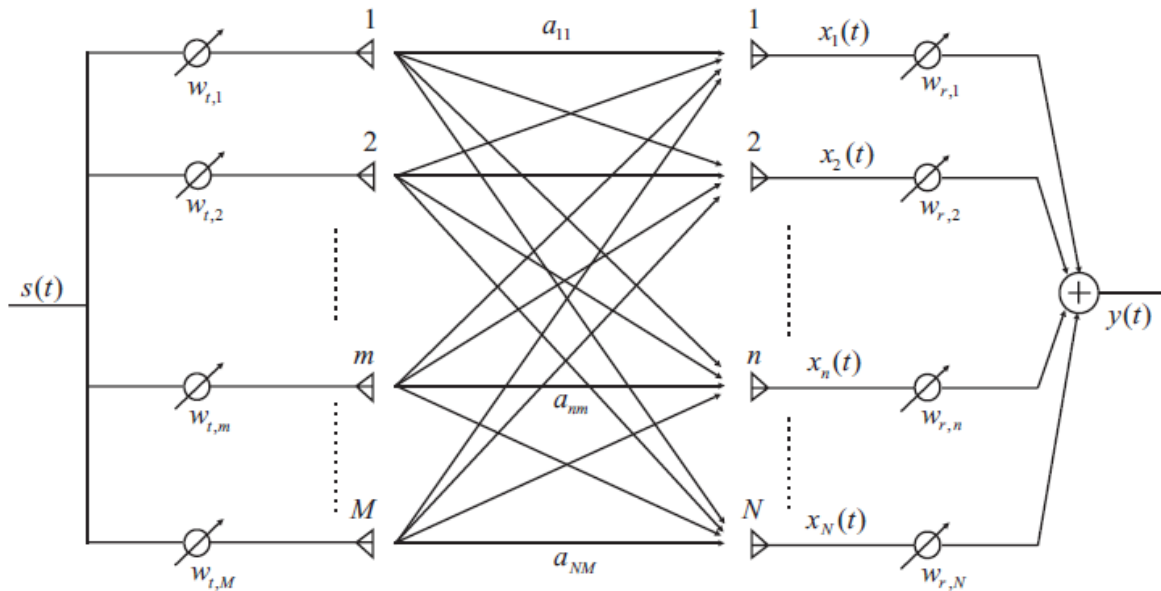


Figure III.5 : Configuration de canal MIMO à bande étroite avec Beamforming.

Dans l'hypothèse d'un évanouissement plat, la caractéristique de propagation entre ces réseaux est exprimée par la matrice de transmission A , où $a_{n,m}$ représente la réponse de gain de canal entre le m -ième élément d'antenne dans l'émetteur et le n -ième élément d'antenne dans le récepteur. Le signal de transmission $s(t)$ est distribué au réseau d'antennes et multiplié par la pondération complexe $w_{t,m}$ pour le m -ième élément. En ajoutant le bruit blanc gaussien et en multipliant par le poids complexe $w_{r,n}$ pour le n -ième élément, le signal de sortie $y(t)$ du système est donné par :

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \omega_{r,n}^* a_{n,m} \omega_t s(t) + \sum_{n=0}^{N-1} \omega_{r,n}^* n_n(t) \quad \text{III.5}$$

L'équation (III.5) peut être exprimée sous une forme vectorielle

$$y(t) = W_r^H A W_t s(t) + W_r^H n(t) \quad \text{III.6}$$

Où :

$$W_r = [\omega_{r,0}, \omega_{r,1}, \dots \dots \dots, \omega_{r,N-1}]^T \quad \text{III.7}$$

Et

$$W_t = [\omega_{t,0}, \omega_{t,1}, \dots \dots \dots, \omega_{t,M-1}]^T \quad \text{III.8}$$

Ici $(.)^H$, $(.)^*$, et $(.)^T$ représente le transposé hermitien, le conjugué et le transposé du vecteur(ou matrices).

Sur la base de la méthode de combinaison de rapport maximal(MRC), avec les vecteurs de pondération d'émission et de réception w_t et w_r en terme de la contrainte $\|w_t\| = \|w_r\| = 1$, le maximum du rapport signal sur bruit de la sortie est donné par :

$$SNR_{out} = \frac{w_r^H A w_t w_t^H A^H w_r P_S}{\|w_r\| P_N} \quad \text{III.9}$$

Où P_S et P_N sont de puissance le signal transmis et le bruit. Ainsi, P_S/P_N est mesuré à l'entrée SNR.

Si la matrice de canal A est bien connue des deux côtés, le SNR reçu est optimisé en choisissant les vecteurs de poids w_r et w_t en tant que vecteurs propre principal de gauche et de droite de la matrice du canal A. Le SNR reçu correspondant est donné par :

$$SNR_{out} = \lambda_{max} SNR_{in} \quad \text{III.10}$$

Où λ_{max} est la plus grande valeur propre de la matrice de Wishart AA^H .

La capacité résultante peut être donnée par [18][19]

$$C = \frac{\log_2(1 + \lambda_{max} SNR_{in}) b/s}{H_z} \quad \text{III.11}$$

III.4.4 .2 Types d'antennes MIMO Beamforming :

On distingue deux types d'antennes MIMO Beamforming :

- Antennes MIMO à maximisation du rapport signal sur bruit.
- Antennes MIMO basé sur la méthode des moindres carrés.

III.4.4 .2.1 Antennes MIMO à maximisation du rapport signal sur bruit

Un MIMO Beamforming général pour la transmission d'un flux de données unique sous les canaux d'évanouissement sélectifs en fréquence est montré dans Fig. III.6 Le nombre d'antennes d'émission et de réception est M et N, respectivement.

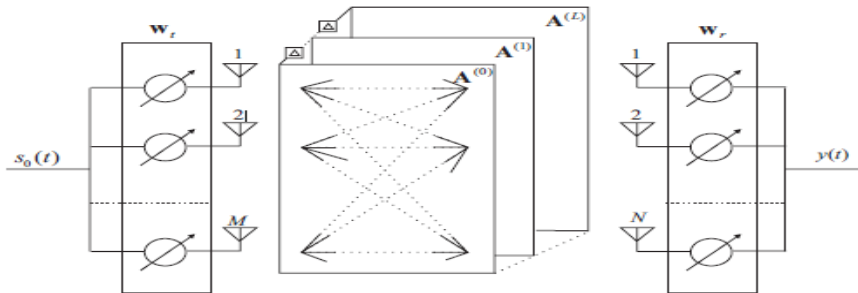


Figure III.6 : Canal MIMO à large bande et configuration de formation de faisceau.

Pour les systèmes à large bande sans fil, le canal de propagation MIMO peut être modélisé par :

$$H(t) = \sum_{i=0}^L A^{(i)} \delta(T - i\Delta T) \quad \text{III.12}$$

$$A^{(i)} = \begin{pmatrix} a_{11}^{(i)} & a_{12}^{(i)} & \cdots & a_{1M}^{(i)} \\ a_{21}^{(i)} & a_{22}^{(i)} & \cdots & a_{2M}^{(i)} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ a_{N-1}^{(i)} & a_{N2}^{(i)} & \cdots & a_{NM}^{(i)} \end{pmatrix} \quad \text{III.13}$$

Où $i = 0$, $A^{(0)}$ est l'information de canal de l'onde précédente que nous considérons comme l'onde désirée dans ce mémoire, tandis que pour $i = 1, \dots, L$, $A^{(i)}$ est l'information de canal retardée que nous considérons comme des ondes d'interférence. La notation $a_{nm}^{(i)}$ désigne la réponse de canal retardée entre la $m^{\text{ième}}$ antenne d'émission et la $n^{\text{ième}}$ antenne de réception. $\Delta\tau$ est le temps de retard, qui correspond à la période de symbole T_s du signal modulé.

Définissons PS, PN et $1/\gamma$, qui sont la puissance du signal, la puissance de bruit et le rapport de puissance du signal au bruit.

Dans la Figure III.16, la sortie de chaque antenne réceptrice est linéairement combinée avec le vecteur de pondération afin d'attribuer le signal reçus :

$$y(t) = \sum_{i=0}^L w_r^H A^{(i)} w_t s_0(t - i\Delta T) + w_r^H n(t) \quad \text{III.14}$$

$s_0(t)$ Le signal source subdivisé en N_t branche, qui seront multipliées par le vecteur de pondération d'émission w_t .

$n = [n_1, n_2, \dots, n_N]^T$ Le vecteur du bruit blanc gaussien (AWGN).

Les vecteurs de pondérations d'émission et de réception sont définis de la manière suivante :

$$w_t = [w_{t1}, w_{t2}, \dots, w_{tN}]^T$$

$$w_r = [w_{r1}, w_{r2}, \dots, w_{rN}]^T$$

Le SINR au niveau du récepteur est donné par l'expression suivante :

$$\eta(w_t, w_r) = \frac{w_r^H A^{(0)} w_t w_t^H (A^{(0)})^H w_r}{\sum_{i=1}^L w_r^H A^{(i)} w_t w_t^H (A^{(i)})^H w_r + \gamma w_r^H w_r} \quad \text{III.15}$$

L'équation (III.15) est une équation multi variable non linéaire. Les vecteurs de pondérations d'émission et de réception sont contenues dans le numérateur et le dénominateur.

Il semble difficile de trouver les vecteurs de pondérations optimaux analytiquement. Par conséquent ; ils ont proposé une solution pour l'estimation des vecteurs optimaux d'émission et de réception :

Le vecteur de pondération optimal d'émission peut être déterminé si le vecteur de

Pondération de réception est donnée.

$$\bar{w}_r(k) = R_{nr}^{-1}(k-1)A^{(0)}w_t(k-1) \quad \text{III.16}$$

Où :

$$R_{nr}(k) = \sum_{i=1}^L A^{(i)}w_t(k)w_t^H(k)(A^{(i)})^H + \gamma I \quad \text{III.17}$$

Et :

$$w_r(k) = \frac{\bar{w}_r(k)}{\|\bar{w}_r(k)\|} \quad \text{III.18}$$

$R_{nr}(k-1)$: La matrice hermitienne mise à jour, on se basant sur le vecteur de pondération de transmission précédent pour trouver le vecteur de pondération de réception $w_r(k)$.

Pour le vecteur de pondération de transmission mis à jour :

$$\bar{w}_t(k) = R_{nt}^{-1}(k)(A^{(i)})^H w_r(k) \quad \text{III.19}$$

Où :

$$w_t(k) = \bar{w}_t(k)/\|\bar{w}_t(k)\| \quad \text{III.20}$$

$$R_{nt}(k) = \sum_{i=1}^L (A^{(i)})^H w_r(k)w_r^H(k)A^{(i)} + \gamma I \quad \text{III.21}$$

III.4.4 .3Antennes MIMO basé sur la méthode des moindres carrées

Nous proposons un nouvel algorithme adaptatif de formation de faisceau MIMO pour les antennes intelligentes. L'algorithme est basé sur le LMS.

La Fig.III.7 est le modèle de système MIMO considéré dans ce mémoire. Le nombre d'antennes de l'émetteur et le récepteur sont respectivement M et N. Le signal reçu est exprimé comme dans l'équation (III.22).

$$\underline{X}(t) = H \cdot \underline{W}_T \cdot Z(t) + \sum_{i=1}^L H_i \cdot \underline{W}_{Ti} \cdot Z_i(t) + \underline{n}(t) \quad \text{III.22}$$

Le vecteur du signal reçu $\underline{x}(n)$, la matrice du canal H et le vecteur de pondération de transmission \underline{W}_T sont définis par la représentation vectorielle comme suit :

$$\underline{X}(t) = [X_1(t), X_2(t), \dots \dots \dots X_N(t)]^T \quad \text{III.23}$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1m} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n1} & h_{n2} & \dots & h_{nm} \end{bmatrix} \quad \text{III.24}$$

$$W_T = [W_{T1}, W_{T2}, \dots, W_{TM}]^T \quad \text{III.25}$$

Où $h_{mt,mr}$ est la réponse du canal entre la $m^{\text{ième}}$ antenne de transmission et la $mr^{\text{ième}}$ antenne de réception, et $Z(n)$ est le signal de données de source modulée en OFDM, $b(n)$ est le bruit blanc gaussien additif. L est le nombre d'interférences. H_l est la matrice du canal du $l^{\text{ième}}$ signal d'interférence similaire à celle donnée par l'équation (III.24) et W_{Tl} est le vecteur de pondération de transmission similaire à celui donné par l'équation (III.25). Ici * , T , H , sont les opérateurs conjugué, transposé, et le conjugué transposé respectivement.

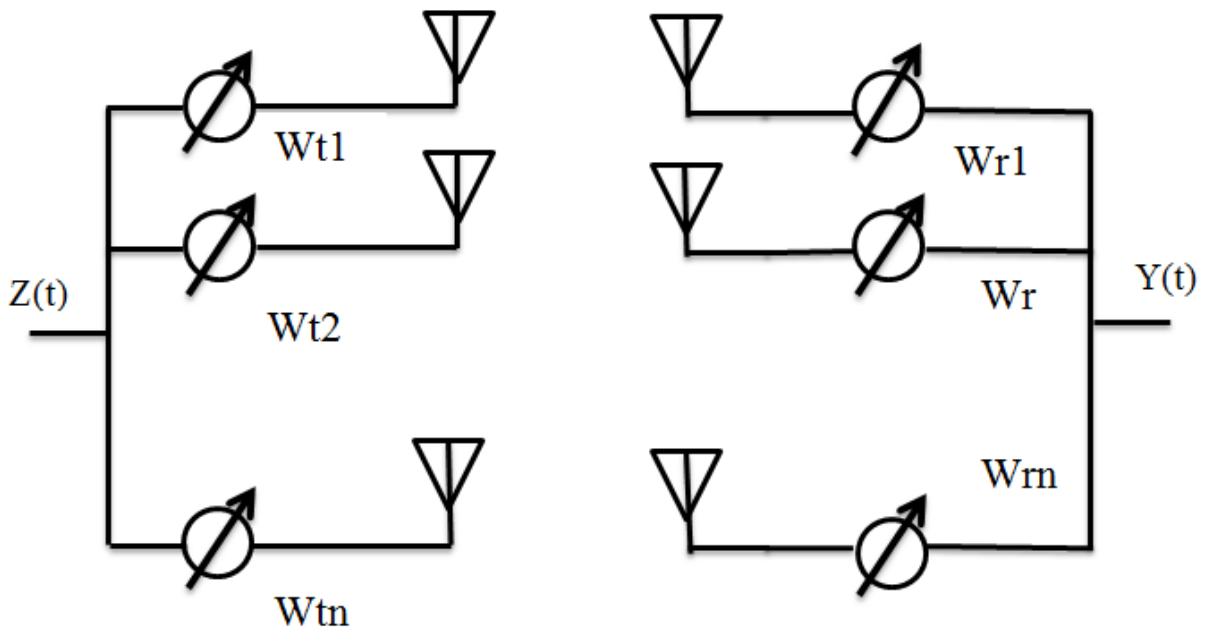


Figure III.7 : Modèle de système MIMO

L'antenne du récepteur vecteur poids

Essentiellement, l'algorithme proposé est basé sur l'algorithme LMS. Considérons le model MIMO simplifié de la figure III.7, le signal reçu est donné par :

$$\underline{X}(t) = H \underline{W}_T Z(t) + n(t) \quad \text{III.26}$$

En appliquant l'algorithme d'adaptation à la réception, le signal de sortie devient :

$$Y(t) = \underline{W}_R^H H \underline{W}_T z(t) \quad \text{III.27}$$

Ici le vecteur de bruit est négligé pour simplifier le calcul. Le signal d'erreur du $k^{\text{ième}}$ échantillon est donné par :

$$\varepsilon_k = d_k - y(k) = d_k - \underline{W}_R^H(k) H \underline{W}_T z(k) \quad \text{III.28}$$

Avec d_k le signal de référence défini par la projection du signal de sortie $x(k)$ sur la constellation la plus proche. Le gradient est obtenu par différentiation de l'erreur quadratique par la pondération à la réception.

$$\frac{d\varepsilon_k^2}{d\underline{W}_R^*(k)} = -2\varepsilon_k X(k) \quad \text{III.29}$$

Par conséquent, la pondération d'antenne à la réception est donnée par la formule récursive suivante :

$$\underline{W}_R(k+1) = \underline{W}_R(k) - 2\mu\varepsilon_k \underline{X}(k) \quad \text{III.30}$$

La dérivée de l'erreur quadratique par rapport à la pondération à l'émission est donnée par :

$$\frac{d\varepsilon_k^2}{d\underline{W}_T(k)} = -2\varepsilon_k \frac{d\varepsilon_k}{d\underline{W}_T(k)} \quad \text{III.31}$$

Avec :

$$\varepsilon_k = d_k - \underline{W}_R^H(k) H \underline{W}_T(k) z(k) \quad \text{III.32}$$

Le signal d'erreur est dérivé comme suit :

$$\frac{d\varepsilon_k}{d\underline{W}_T(k)} = -z(k) H^T \underline{W}_R^*(k) \quad \text{III.33}$$

Donc le vecteur de pondération du réseau d'antennes à l'émission est donné par :

$$\underline{W}_T(k+1) = \underline{W}_T(k) - 2\mu\varepsilon_k y(k) \underline{W}_T^*(k) \quad \text{III.34}$$

En multipliant la pondération complexe à l'émission par l'équation (III.34), on obtient :

$$\underline{X}(k) \underline{W}_T^H(k) = H z(k) \underline{W}_T(k) \underline{W}_T^H(k) \quad \text{III.35}$$

En appliquant le vecteur inverse à l'équation (III.35), on trouve :

$$Hz(k) = \underline{X}(k) \underline{W}_T^H(k) \quad \text{III.36}$$

En calculant la transposée et en multipliant l'équation (III.36) par le vecteur de pondération à la réception, on obtient :

$$Z(k) H^T \underline{W}_R^*(k) = y(k) \underline{W}_T^*(k) \varepsilon \quad \text{III.37}$$

Finalement, le vecteur de pondération du réseau d'antennes à l'émission de l'équation (III.34) est modifié comme suit :

$$\underline{W}_T(k+1) = \underline{W}_T(k) - 2\mu\varepsilon_k y(k) \underline{W}_T^*(k) \quad \text{III.38}$$

Conclusion

Dans ce chapitre, On a cité les types de MIMO, Les antennes intelligentes étaient expliquées et après le concept de base de MIMO Beamforming et finalement les types d'antennes Beamforming.

A decorative blue floral wreath with intricate scrollwork and leaf patterns, framing the text.

Chapitre 4

Les Résultats

IV. 1 Introduction

Après avoir finalisé la partie théorique, nous passons dans ce chapitre à l'implémentation de notre application.

Nous proposons dans le cadre de cette simulation, l'utilisation du langage Matlab. Nous allons établir la simulation de la technique FBMC-OQAM avec Le MIMO Beamforming pour minimiser l'erreur quadratique moyenne qui sera vérifié avec le calcul des performances en termes de $BER=f(SNR)$.

Nous commençons par la présentation du système FBMC-OQAM et étudier ses performances, Après nous allons définir la technique Beamforming et étudier ses performances.

A la fin nous proposons une configuration pour combiner le système MIMO Beamforming avec la technique FBMC-OQAM en étudiant l'influence des paramètres (K , n_{FFT} , IG , QAM , l'ordre de diversité) sur les performances du système MIMO beamforming avec FBMC-OQAM et nous terminons par des comparaisons entre les performances dans MIMO Beamforming avec FBMC-OQAM et dans FBMC-OQAM seul ensuite on compare les performances de MIMO Beamforming -FBMC-OQAM avec FBMC-OQAM seul et enfin on compare notre résultat de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne avec la minimisation de bruit en termes de $BER=f(SNR)$.

IV. 2 Etude de système FBMC-OQAM

Dans cette partie nous allons traiter la modulation multi porteuses FBMC et on l'associe avec la modulation OQAM dans le but d'éliminer les interférences entre symboles et inter-porteuses et atteindre une efficacité spectrale maximale et un débit élevé.

IV. 3 Le principe de la modulation FBMC-OQAM

Les figures IV.1 et IV.2 représentent les schémas synoptiques de l'émetteur et du récepteur du système FBMC-OQAM.

A l'émission, les symboles de données sont modulés en QAM puis en OQAM. Le signal résultant passe par le bloc des filtres polyphasés $H_n(Zn)$ puis le bloc de la transformé

Chapitre IV Les Résultats de simulation

de Fourier rapide inversée IFFT. Finalement le signal résultant est envoyé à travers un canal de transmission après une conversion parallèle série.

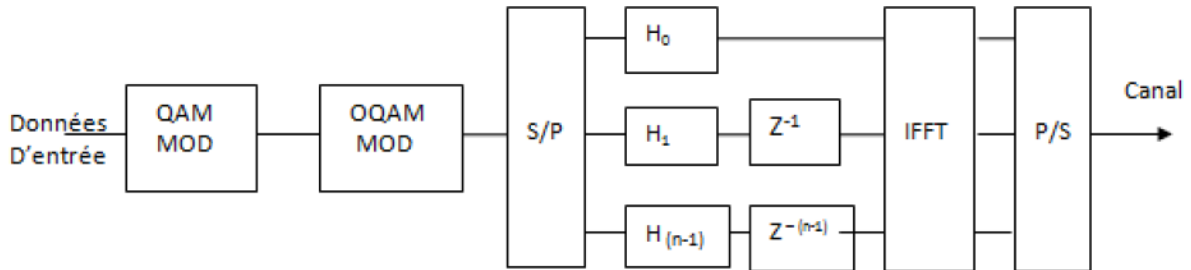


Figure IV.1 : Émetteur FBMC

A la réception, le signal reçu est démodulé en OFDM par l'opération FFT, le signal résultant traverse le bloc des filtres polyphasés $H_n(Zn)$, après une conversion parallèle série le signal sera démodulé en OQAM puis en QAM pour détecter les symboles désirés.

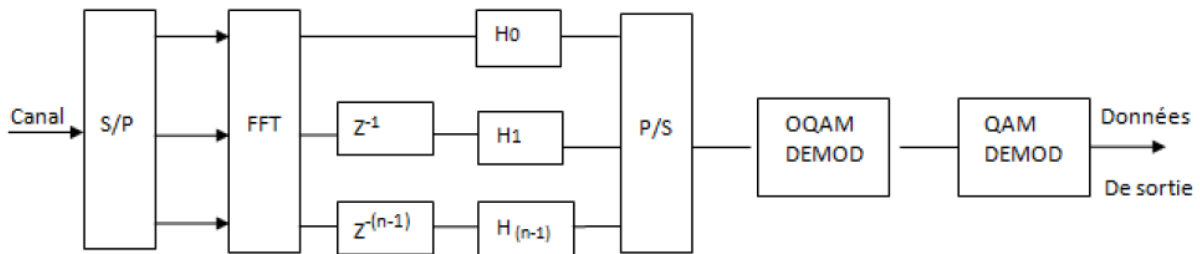


Figure IV.2 : Récepteur FBMC

IV. 4 Paramètres de simulations utilisées

Le système FBMC-OQAM transmet un signal à 100 symboles de longueur NFFT égal à 1024. L'intervalle de garde est fixé à 212 avec la modulation 4-QAM, L'ordre de filtre prototype est égal à 4. On trace les résultats de simulation en termes de BER par rapport au SNR.

IV.4.1 Influence de filtre prototype dans FBMC-OQAM

La figure suivante présente les performances de la technique FBMC-OQAM en variant l'ordre du filtre prototype. Nous exprimons les performances en termes de BER en fonction du SNR.

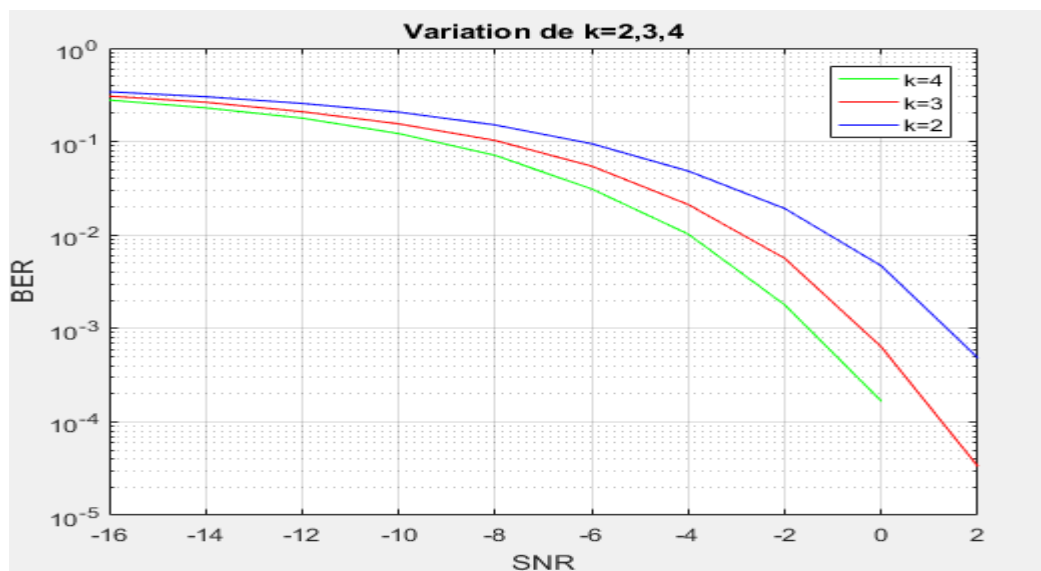


Figure IV.3 : Comparaison de BER pour différentes valeurs de K (FBMC)

Les résultats présentés sur la figure 4.3 nous permettent de constater que le taux d'erreur binaire diminue en augmentant l'ordre du filtre prototype et le meilleur résultat est obtenu pour (K=4).

A chaque fois que l'ordre du filtre prototype augmente les ondulations de la réponse impulsionnelle du filtre diminuent et par conséquent les interférences inter symboles diminuent jusqu'à ou elles disparaissent.

IV.4.2 Influence du nombre de sous porteuses sur les performances du système

La figure ci-dessus (IV.4) présente l'influence du nombre de sous porteuses (NFFT) sur les performances du système FBMC-OQAM.

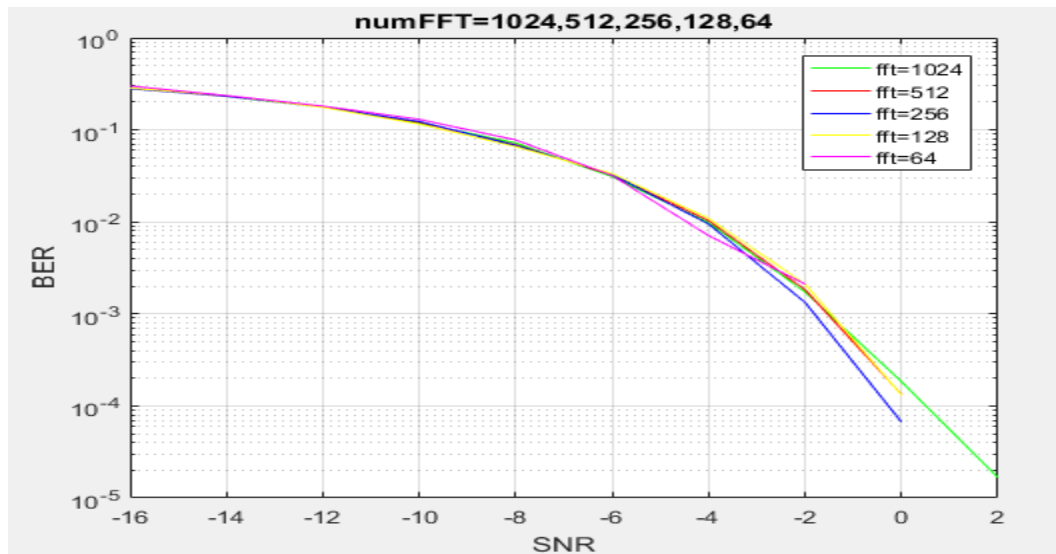


Figure IV.4: Les performances de la technique FBMC en fonction de NFFT

Nous remarquons que les meilleures performances sont obtenues pour NFFT=64, Nous remarquons aussi que si le nombre de sous-porteuses augmente le débit augmente et la qualité diminue.

L'augmentation du nombre de sous-porteuses génère des interférences inter porteuses et perturbe la détection du signal original.

IV. 4.3 Influence de l'intervalle de garde

Une même suite de symbole arrivant à un récepteur par deux chemins différents se présente comme une même information arrivant à deux instants différents, elles vont donc s'additionner provoquant ainsi les deux types de défauts : L'interférence intra symboles et L'interférence inter symboles. Pour éliminer ces problèmes en insérant une zone morte appelé « Intervalle de Garde » entre chaque symbole. Dans cette simulation on montre l'intérêt de l'intervalle de garde.

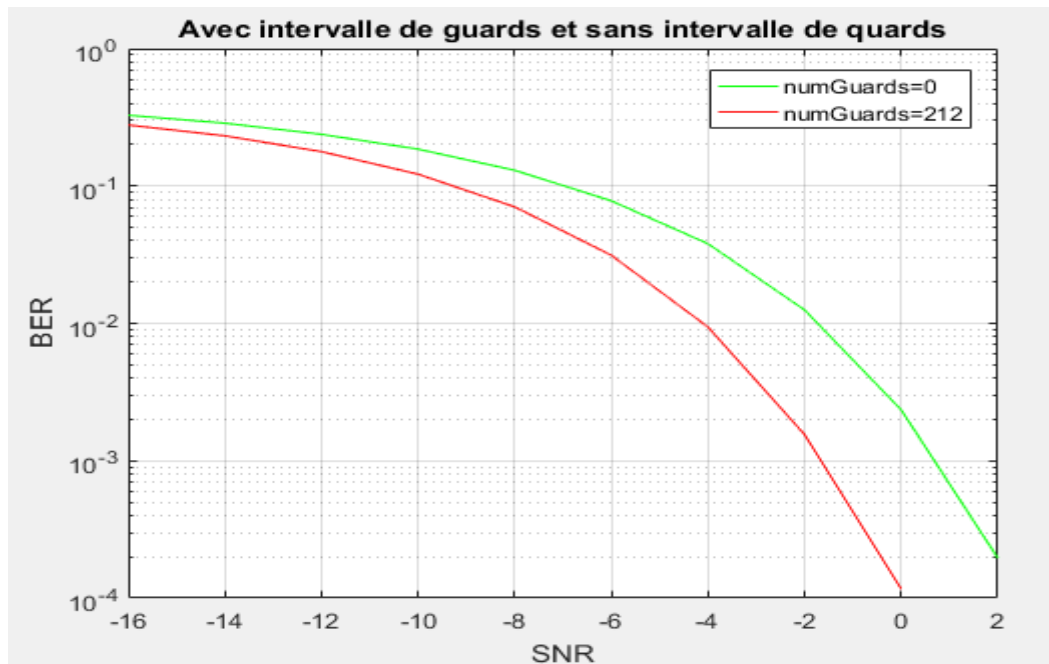


Figure IV.5 : Influence de l'intervalle de garde

Nous remarquons que le taux d'erreur diminue lorsqu'on ajoute l'intervalle de garde il est de l'ordre de 10^{-4} pour un SNR de 0 dB, mais dans le cas où on a une transmission sans IG le taux d'erreur est de l'ordre de 10^{-4} pour un SNR 2 dB. On conclue que l'intervalle de garde permet de lutter contre les interférences inter symboles, et rendre le canal non sélectif en fréquence pour chaque sous porteuse.

IV. 5 Etude de système MIMO Beamforming

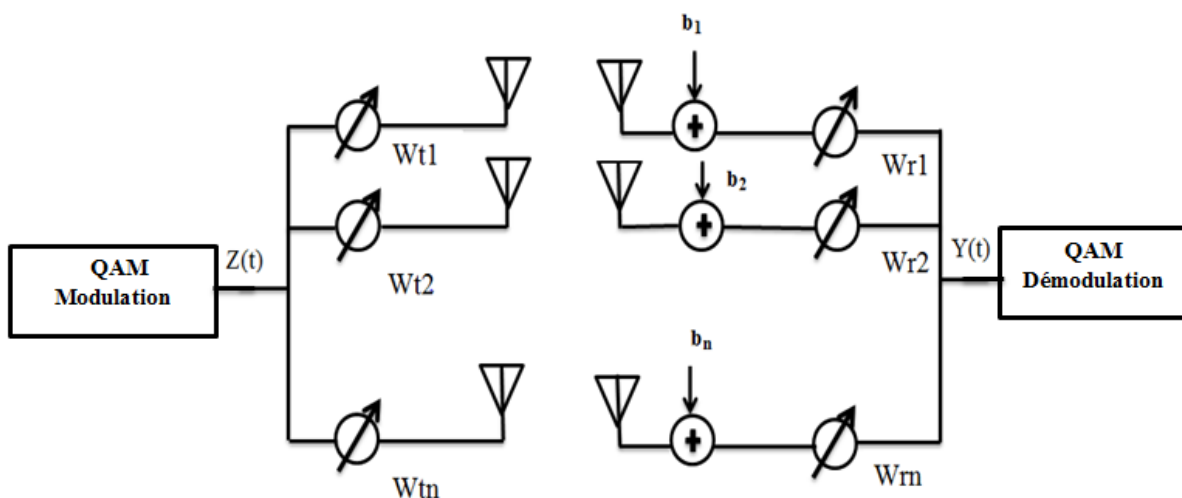


Figure IV.6: Le système Beamforming

La formation de faisceau est une technique utilisée dans les nouvelles générations de communication mobile, c'est un ensemble d'antennes intelligentes appliquées à l'émission et à la réception, son but est d'améliorer la qualité et le débit. Les antennes à l'émission et à la réception sont pondérées par les coefficients w_t et w_r respectivement.

Le signal d'entrée $X(t)$ est transmis par le système d'adaptation MIMO combiné avec M_t antennes à l'émission et M_r antennes à la réception. Notons que le signal après modulation QAM est $Z(t)$ et le signal à la réception est $y(t)$ alors que $b(t)$ représente le bruit blanc gaussien additif (AWGN) au niveau du récepteur de moyenne égale à 0 et de puissance égale à σ_n^2 .

Les antennes intelligentes utilisées pour le système MIMO sont basées sur l'algorithme des moindres carrés. Le vecteur de pondération initial de transmission est employé pour calculer alternativement les pondérations optimales à la réception et à l'émission W_R^{opt} et W_T^{opt} . La mise à jour de W_T^{opt} est utilisée dans l'émetteur comme un vecteur de pondération fixe et la mise à jour de W_R^{opt} est utilisée dans le récepteur pour détecter le signal reçu $X(t)$ au niveau du récepteur.

D'autre part, le vecteur de pondération à l'émission est calculé sur la base de la mise à jour du vecteur de pondération à la réception W_R^{opt} , pour diriger le lobe principal de l'émetteur vers la direction du récepteur. Aussi, les vecteurs de pondération à la réception sont calculés par l'algorithme LMS itératif pour surmonter les interférences, c'est-à-dire minimiser l'erreur quadratique entre le signal de référence et le signal de sortie obtenu à partir du signal reçu $X(t)$. Le signal reçu sera ensuite démodulé en QAM pour détecter finalement le signal désiré.

IV. 6 Paramètres de simulation

Le MIMO Beamforming transmet un signal de 600 bits en utilisant un système MIMO 4x4 avec la modulation MAQ-4.

IV. 6.1 Influence de l'ordre de diversité

Chapitre IV Les Résultats de simulation

Dans cette partie de simulation nous étudions l'influence du nombre d'éléments d'antennes à l'émission et à la réception sur les performances du système. Nous exprimons les performances en termes de BER en fonction du SNR.

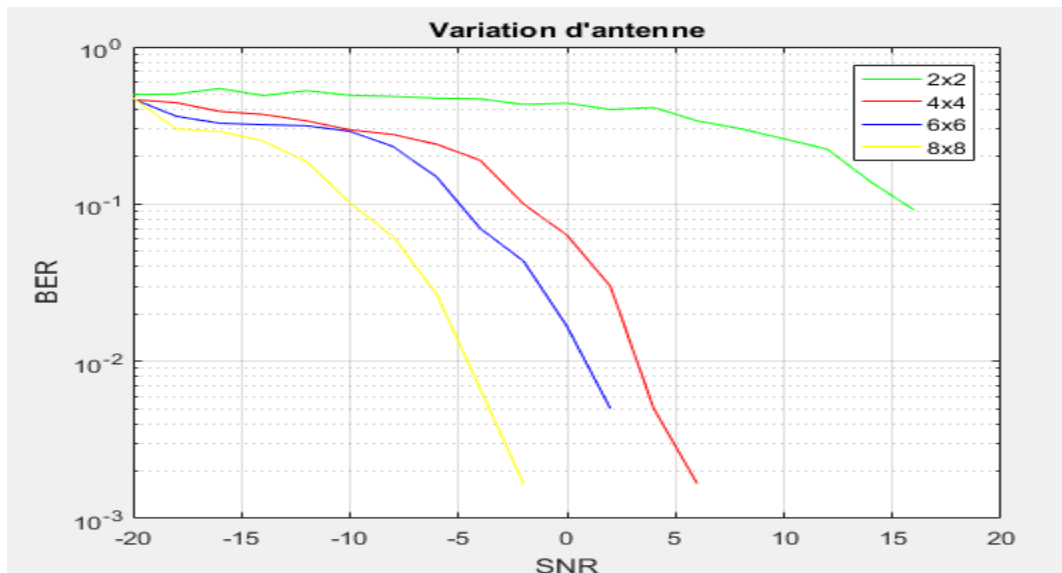


Figure IV.7 : Comparaison de l'erreur pour différentes valeurs de l'ordre de diversité

Cette figure montre que lorsque le nombre d'antennes à l'émission et à la réception augmente, les performances s'améliorent également et les meilleurs résultats sont obtenus pour un système MIMO (8x8). Par conséquent, deux antennes à la réception ne sont pas suffisantes pour combattre les multi trajets et les interférences.

IV. 6.2 Influence de l'ordre de modulation

La figure ci dessus présente l'influence de l'ordre de modulation MAQ sur les performances du système MIMO Beamforming.

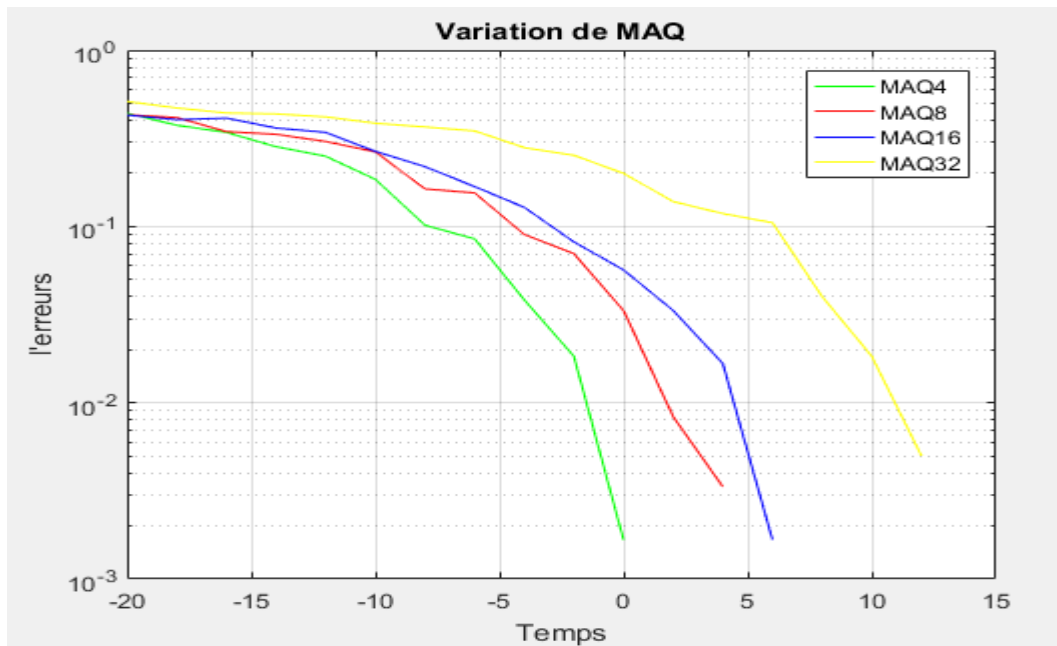


Figure IV.8 : Comparaison de l'erreur pour différents valeurs de MAQ

Nous constatons d'après ces résultats que les meilleures performances sont obtenues pour le MAQ4. Nous remarquons aussi que si l'ordre de modulation augmente la qualité diminue.

Ceci s'explique par le fait que si le nombre de bit par symbole augmente la probabilité d'erreur augmente et la qualité diminue.

IV. 7 MIMO Beamforming associé à la modulation FBMC-OQAM

Les techniques MIMO Beamforming permettent d'améliorer les performances en offrant une meilleure efficacité spectrale, un débit élevé et une amélioration de la qualité. La combinaison de la technique FBMC-OQAM avec le système MIMO Beamforming ouvre la porte vers des communications hautes débits. Dans cette partie de travail nous proposons une configuration pour combiner le système MIMO Beamforming avec la technique de modulation FBMC-OQAM.

IV. 8 Principe de l'association MIMO Beamforming et FBMC-OQAM

La figure VI.9 représente le schéma synoptique de l'émetteur et du récepteur du système MIMO-FBMC-OQAM avec l'algorithme des moindres carrés (LMS : Least Mean

Chapitre IV Les Résultats de simulation

Squares). A l'émission, les symboles de données sont modulés en OQAM puis en FBMC par l'opérateur IFFT après la conversion série parallèle. Chaque symbole de données est ensuite transmis par le système d'adaptation MIMO combiné avec Mt antennes à l'émission et Mr antennes à la réception. Notons que le signal après modulation FBMC-OQAM est $Z(t)$ et le signal à la réception est $y(t)$ alors que $b(t)$ représente le bruit blanc gaussien additif (AWGN) au niveau du récepteur de moyenne égale à 0 et de puissance égale à σ_n^2 .

Les antennes intelligentes utilisées pour le système MIMO sont basées sur l'algorithme des moindres carrés. Le vecteur de pondération initial de transmission est employé pour calculer alternativement les pondérations optimales à la réception et à l'émission W_R^{opt} et W_T^{opt} . La mise à jour de W_T^{opt} est utilisée dans l'émetteur comme un vecteur de pondération fixe et la mise à jour de W_R^{opt} est utilisée dans le récepteur pour détecter le signal reçu $X(t)$ au niveau du récepteur.

D'autre part, le vecteur de pondération à l'émission est calculé sur la base de la mise à jour du vecteur de pondération à la réception W_R^{opt} , pour diriger le lobe principal de l'émetteur vers la direction du récepteur. Aussi, les vecteurs de pondération à la réception sont calculés par l'algorithme LMS itératif pour surmonter les interférences, c'est-à-dire minimiser l'erreur quadratique entre le signal de référence et le signal de sortie obtenu à partir du signal reçu $X(t)$. Le signal reçu sera ensuite démodulé en FBMC puis en OQAM pour détecter finalement le signal désiré.

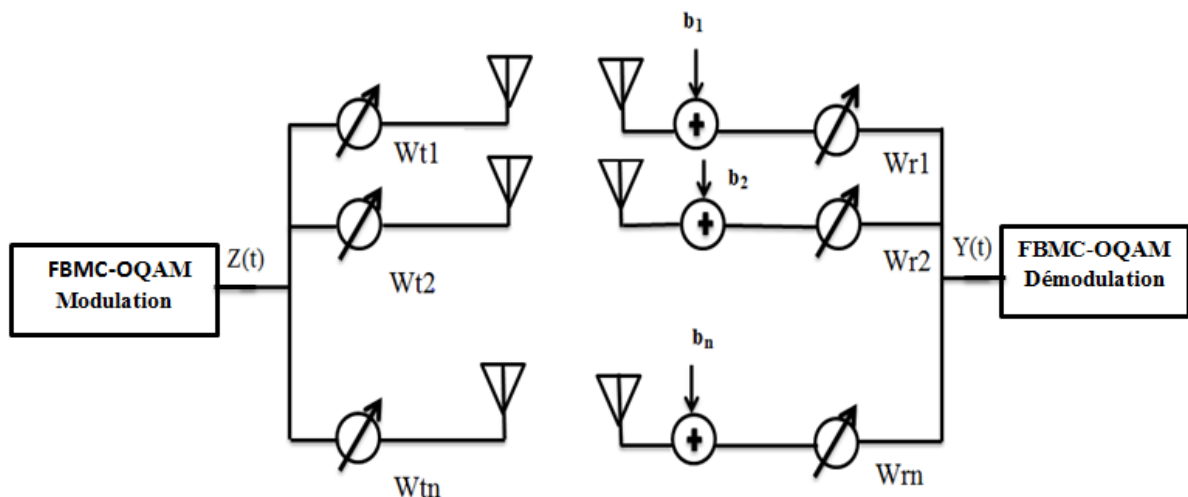


Figure IV.9 : Le système Beamforming-FBMC-OQAM

IV. 8 .1 Influence de l'ordre du filtre prototype (K) sur les performances du système Beamforming-FBMC-OQAM

La figure suivante présente l'influence de l'ordre du filtre prototype sur les performances de système Beamforming-FBMC-OQAM. Cette technique transmet un signal de 100 symboles avec nombre de bit=600 en utilisant un système MIMO 4x4 avec la modulation MAQ-4, NFFT=1024, IG est fixé à 212.

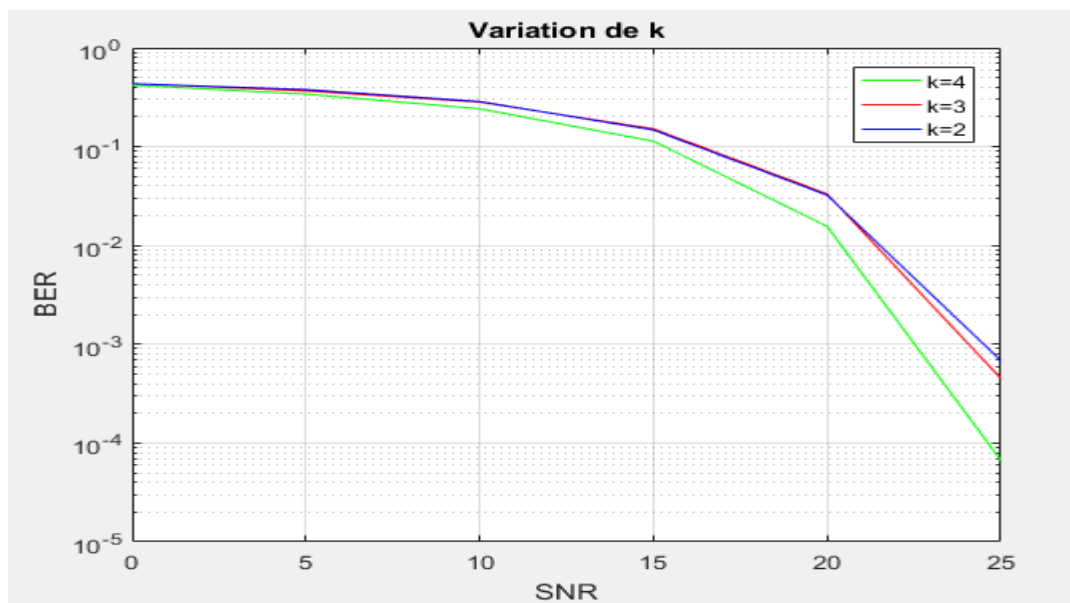


Figure IV.10 : Comparaison de BER pour différentes valeurs de K (Beamforming-FBMC-OQAM)

La figure IV.10 présente l'influence de l'ordre du filtre prototype sur les performances de système MIMO-Beamforming-FBMC-OQAM. Les résultats présentés sur la figure nous permettent de constater que le meilleur résultat est obtenu pour (K=4).

A chaque fois que l'ordre du filtre prototype augmente, les ondulations de la réponse impulsionnelle du filtre diminuent et par conséquent les interférences inter symboles diminuent jusqu'à ou elles disparaissent.

IV. 8 .2 Influence du nombre de sous porteuse(FFT) sur les performances du système beamforming-FBMC-OQAM

Chapitre IV Les Résultats de simulation

La figure ci-dessus (IV.11) présente l'influence du nombre de sous porteuses (NFFT) sur les performances du système MIMO-Beamforming-FBMC-OQAM.

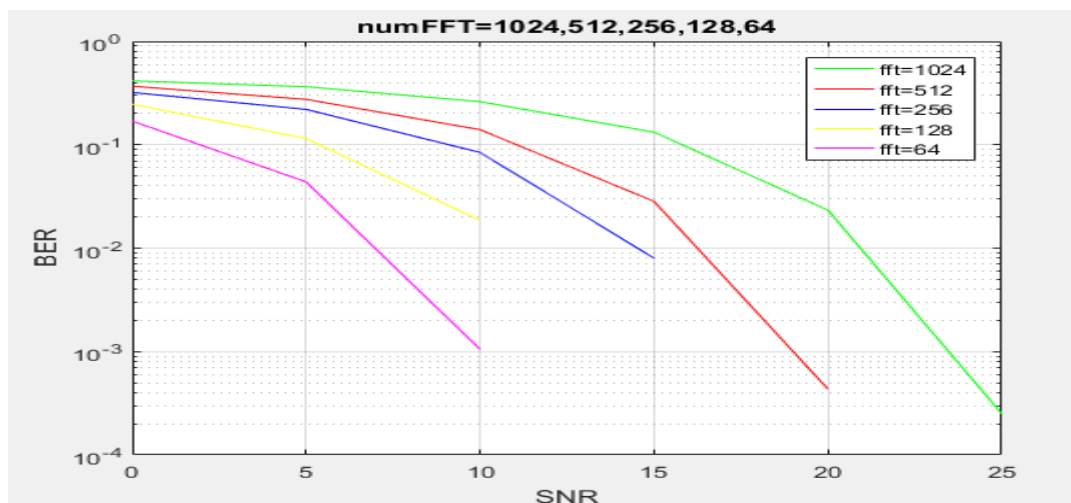


Figure IV.11 : Les performances de la technique Beamforming-FBMC-OQAM en fonction de NFFT.

Nous remarquons que les meilleures performances sont obtenues pour NFFT=64 et si le nombre de sous porteuses diminue les performances s'améliorent. Si le nombre de sous-porteuses augmente le débit augmente et la qualité de transmission diminue. L'augmentation du nombre de sous-porteuses génère des interférences inter porteuses et perturbe la détection du signal original.

IV. 8 .3 Influence de l'intervalle de garde

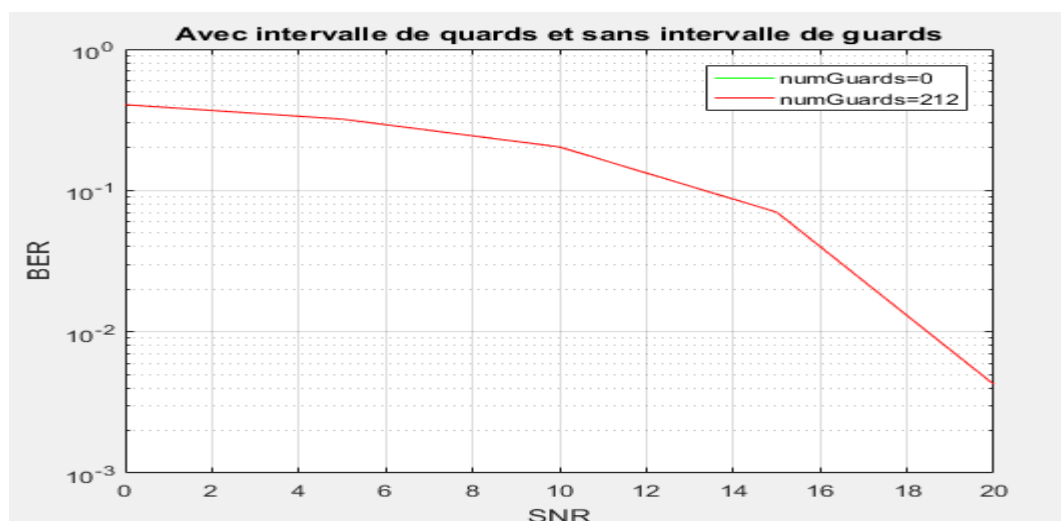


Figure IV.12 : L'intérêt de l'intervalle de garde

On remarque que le taux d'erreur binaire BER est presque le même lorsqu'on ajoute l'intervalle de garde. En fait, la technique MIMO-FBMC/OQAM peut faire face à la sélectivité en fréquence du canal sans introduire aucun intervalle de garde.

IV. 8 .4 Influence de l'ordre de diversité sur les performances du système

La figure ci dessus présente l'influence de l'ordre de diversité sur les performances du système MIMO-FBMC-OQAM. Pour cela, nous varions le nombre d'antennes à l'émission et à la réception en gardant les mêmes paramètres précédents.

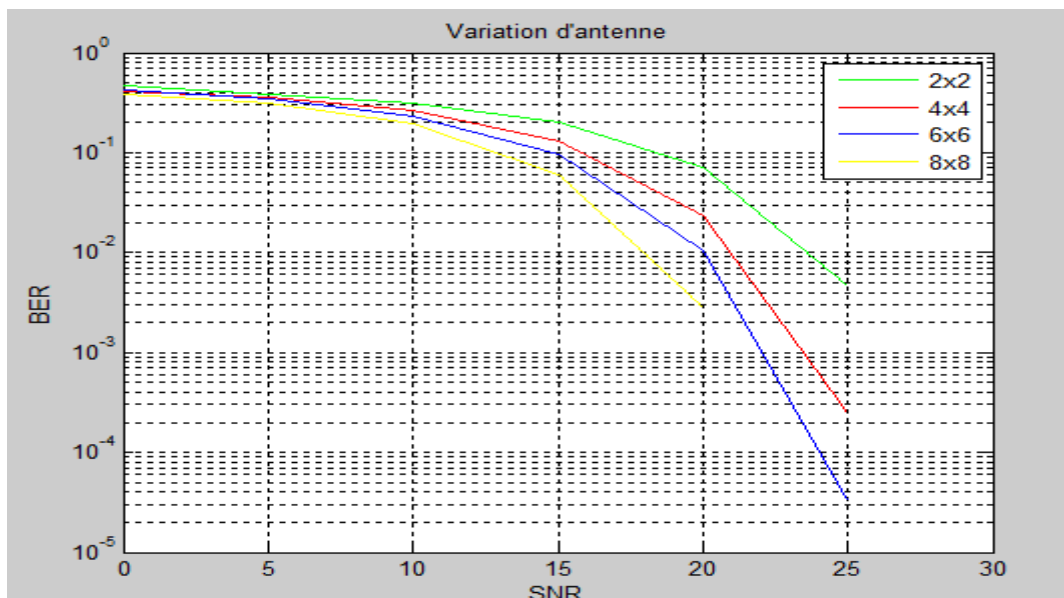


Figure IV.13 : Variation de l'ordre de diversité.

Nous remarquons que les meilleures performances sont obtenues pour le système MIMO Beamforming (8x8). Nous constatons aussi que si le nombre d'antennes à l'émission et à la réception augmente la qualité s'améliore. Par conséquent, deux antennes à l'émission et à la réception ne sont pas suffisantes pour combattre les multi trajets et les interférences.

IV. 8 .Comparaison entre le MIMO-FBMC-OQAM et FBMC-OQAM seul

La figure VI.13 permet de prouver l'efficacité du système MIMO-FBMC-OQAM par rapport au système SISO-FBMC-OQAM, pour cela nous considérons un système qui transmet 100 symboles avec un nombre de bits égal à 600, l'ordre de filtre prototype $K=4$,

NFFT=1024 en utilisant la modulation QAM-4, IG est fixé à 212. Nous comparons les performances du système MIMO-FBMC-OQAM (8x8) avec le système SISO-FBMC-OQAM.

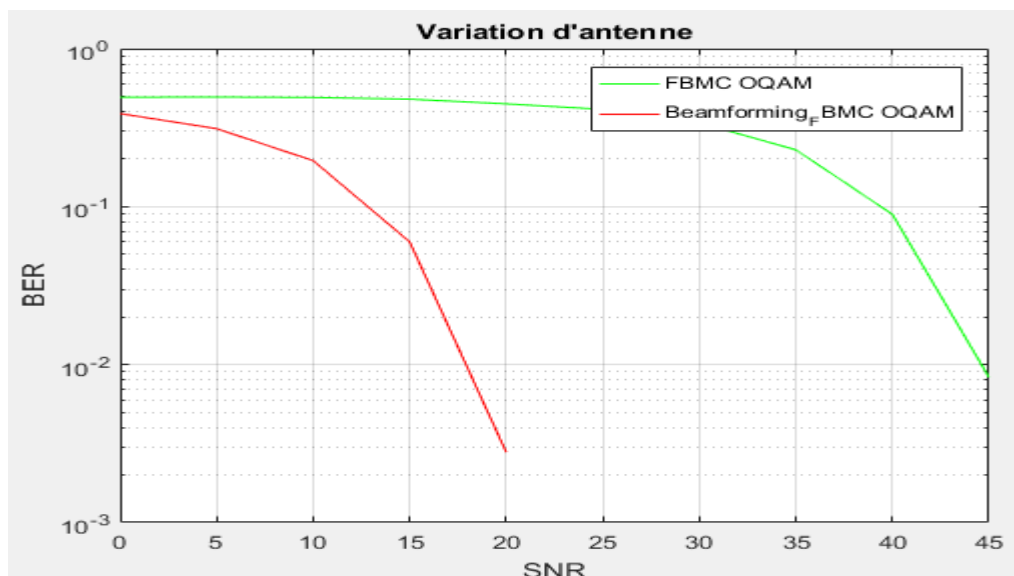


Figure IV. 14: Comparaison des performances dans Beamforming-FBMC et FBMC seul

Nous constatons que les performances obtenues par le système MIMO-FBMC sont meilleures par rapport à ceux obtenues par le système FBMC seul. En effet, le taux d'erreurs binaire atteint 10^{-2} pour un SNR de 18 dB pour le MIMO-FBMC par rapport à 45 dB pour le FBMC seul.

IV. 8 .5 Comparaison entre La méthode des moindres carrés et la méthode de maximisation de SNR

La figure VI.14 ci dessus présente la comparaison entre la méthode des moindres carrés et la méthode de maximisation de rapport signal sur bruit. Pour cela, On a fixé les paramètres suivant :

- ✓ L'émetteur transmet 100 symboles avec nombre de bit=600,
- ✓ La longueur NFFT égal à 1024 avec la modulation 4-QAM,
- ✓ L'intervalle de garde est fixé à 212,
- ✓ L'ordre de filtre prototype est égal à 4,
- ✓ L'ordre de diversité est égal à 8 avec un seul trajet.

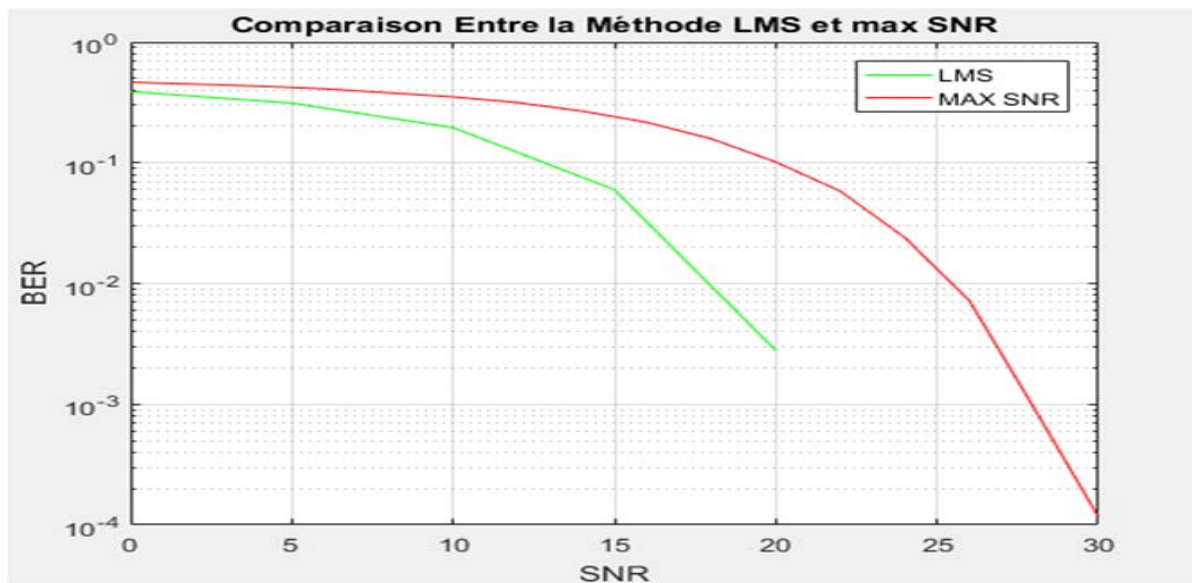


Figure IV.15 : Comparaison entre la méthode LMS et MAX SNR.

D'après ces résultats, nous remarquons que les meilleures performances sont obtenues par le système MIMO-FBMC-OQAM basé sur l'algorithme des moindres carrés par rapport à ceux obtenue par le système MIMO-FBMC-OQAM basé sur la méthode à maximisation du rapport signal sur bruit.

IV. 9 Conclusion

Après avoir finalisé l'étude de notre simulation nous constatons que le système **FBMC** est plus performant lorsqu'on augmente l'ordre du filtre prototype, et plus on diminue le nombre de sous porteuses, plus on obtient de meilleurs résultats en terme **BER**.

Dans la suite de ce mémoire, nous avons associé le système **MIMO Beamforming** à la modulation multi-porteuse **FBMC** en commençant d'abord par varier l'ordre du filtre prototype le nombre de sous-porteuse on constate que : les meilleurs résultats sont obtenus avec un nombre réduit de sous porteuses et plus l'ordre de filtre augmente on aura des meilleures performances.

Les résultats nous permettent de constater que l'intervalle de garde n'influence pas sur le système MIMO-FBMC.

Nous constatons aussi que le système Beamforming-FBMC plus performant que FBMC seul.

Les résultats montrent aussi que l'association Beamforming-FBMC permet d'obtenir de meilleures qualités du signal à la réception en réduisant le phénomène d'interférence entre symboles.

A decorative blue floral wreath with intricate scrollwork and leaf patterns, framing the text.

*Conclusion
générale*

Conclusion générale

La demande des nouveaux services et applications sans fil ainsi que le nombre d'utilisateurs augmentent rapidement, ce qui impose des contraintes de débit. Parmi les solutions étudiées pour répondre à ces contraintes de débit, on trouve la modulation multi porteuses FBMC et le MIMO Beamforming.

La combinaison des techniques MIMO et FBMC a été adoptée dans les communications sans fil en raison d'améliorer les performances.

Le but recherché de ce travail était de mettre au point un algorithme adaptatif sous un environnement **MATLAB**, afin d'optimiser l'exploitation des potentialités du système à l'émission et à la réception. Nous disposons donc de tel algorithme pour améliorer les performances du système de transmission sans fil.

Le système **MIMO beamforming** permet de minimiser l'erreur quadratique moyenne à la réception, en se basant sur l'algorithme itératif, ce qui garantit une robustesse du lien de transmission. Les performances d'un tel système avec l'intégration de la diversité spatiale augmentent plus rapidement pour des SNR faibles et permet d'avoir un signal optimal au niveau de la réception. Notons que l'efficacité de cet algorithme croit proportionnellement avec l'ordre de diversité.

L'algorithme itératif pour minimiser l'erreur quadratique moyenne, associé avec les modulations multi-porteuses FBMC-OQAM proposé dans cette étude démontre une amélioration significative des performances avec la présence de grandes perturbations. Il est intéressant de noter ici que l'augmentation du nombre d'antennes de réception est nécessaire pour assurer un degré de liberté suffisant pour atténuer les multi trajets et garantie une meilleure performance.

Bibliographie

- [1] Cours de Monsieur Dr Slimani (Réseau de la 5^{ème} generation) 2018.
- [2] G.A. Franco and G. Lachs, « An orthogonal coding technique for Communications», IRE Intern. Conv. Rec., Vol. 9, pp. 126-133, 1961.
- [3] M. G. Bellanger, “Specification and design of a prototype filter for filter bank based multicarrier transmission,” in Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing, Salt Lake City, USA, pp. 2417-2420, May 2001.
- [4] P. Martin-Martin, R. Bregovic, A. Martin-Marcos, F. Cruz-Roldan, and T. Saramaki, “A generalized window approach for designing transmultiplexers,” IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 55, pp. 2696–2706, Oct. 2008.
- [5] A. Viholainen, T. Ihalainen, T. Stitz, M. Renfors, and M. Bellanger “prototype filter design for filter bank based multicarrier transmission,” 17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2009).
- [6] M. Bellanger, “Prototype filter and filter bank structure”, Technical Report, PHYDYAS Project, 2009.
- [7]. G. J. Foschini and M. J. Gans, “On limits of wire- less communications in a fading environment when using multiple antennas,” Wireless personal communications, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, 1998.
- [8]. E. Telatar, “Capacity of multi-antenna gaussian channels,” European transactions on telecommunications, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, 1999.
- [9] G. J. FOSCHINI and M. J. GANS. On limits of wireless communications in a fading environment when using mutipleantennas. Volume 6, pages 311–335, March 1998.
- [10] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. In Proceedings of the URSI International Symposium on Signal, Systems and Electronics (ISSSE), pages 295–300, Pisa, Italy, Sep-tember 29 - October 2 1998.
- [11] B. Vucetic and J. Yuan. Space-Time Coding. Willey, 2003.
- [12] G. D. Golden, C. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky. Detection algorithm and initial laboratory results using v-blast space-time communication architecture. IEEE Electronique Letter, 35:14–15, January 1999.

Bibliographie

- [13] Fernandes J. Sousa O. et Neves J., "Impact of the Antenna Set-up and arrays on mobile radio systems," Proceedings of the international conference on universal and personal communications', 95, ICUPC, Tokyo (Japan), Nov.6-10, 1995, pp.387-391.
- [14] Sami Tabbane, "Réseaux Mobiles," Editions HERMES, Paris, 1997
- [15] Nowicki D. ETRouleliotis J., "Smart antenna Strategies," Mobile Communications International, April 1995, p.53-56.
- [16] Joseph C. Liberti, JR. Theodore S. Rappaport, "Smart Antennas for Wireless Communications: IS – 95 and Third Generation CDMA Applications", 12 April, 1999.
- [17] Bruno Pattan and Prentice Hallsd, "Robust Modulation Methods and Smart Antennas in Wireless Communications", Prentice Hall PTR, 31 August, 1999.
- [18] J. Bach Andersen, "Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, no. 11, pp. 2172-2178, November 2000.
- [19] Y. Karasawa, "MIMO propagation channel modeling," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E88-B, no. 5, pp. 1829-1842, May 2005.
- [20] B. Widrow, P.E. Mantey, L. J. Griffiths, P. B. Goode, "Adaptive Antennas Systems", Proc. IEEE, vol. 55, pp. 2143-2158, 1967.
- [21] Li y., Feuerstein M.J., Reulink D.O, " Performance evaluation of aa cellular base station multibeam antenna, " IEEE Transactions on vehicular Technolgy, Vol.46, No.1, February 1997, p.1-9.
- [22] J. Litva, T.K. Y Lo, "Digital Beamforming in Wireless Communications", Artech House Publishers, 1996.
- [23] B. Agee, "Blind Separation and Capture of Communication Signals Using a Multitarget Constant Modulus Beamformer," IEEE Military Communications Conference, pp. 340-346, 1989.
- [24] J. R. Treichler and B. Agee, "A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals," IEEE Trans. Acoustic, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-31, pp. 459-472, Apr.1983.

ANNEXE

A- Inversion directe de la matrice de convergence (DMI) :

L'une des solutions pour augmenter la vitesse de convergence est d'inverser directement la matrice de covariance R_{xx} , les signaux utiles et interférents n'étant pas a priori connus, les matrices R_{xx} et r_{xd} sont estimées dans un intervalle de temps fini :

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=N_1}^{N_2} x(i)x^H(i) \quad \text{A.1}$$

Et

$$\hat{r}_{xd} = \sum_{i=N_1}^{N_2} d^*(i)x(i) \quad \text{A.2}$$

Les performances du DMI en termes de convergence sont supérieures à celles du LMS, mais cette méthode demande un calcul plus complexe. L'algorithme de DMI exige également un signal de référence.

B- Algorithme des moindres carrés récursifs (RLS, Recursive least squares algorithm) :

La méthode RLS estime R_{xx} et r_{xd} en utilisant une somme pondérée [20]:

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} x(i)x^H(i) \quad \text{A.3}$$

Et

$$r_{xd}(n) = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} d^*(i)x(i) \quad \text{A.4}$$

Le facteur d'oubli, $0 < \gamma < 1$, permet de donner plus d'importance aux échantillons les plus récents tandis que les échantillons plus lointains dans le temps sont oubliés. L'intérêt d'introduire le paramètre γ est de permettre au processeur de suivre les variations statistiques des signaux reçus. En développant les expressions précédentes, nous obtenons les relations de récurrence :

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} x(i) x^H(i) \quad \text{A. 5}$$

Et :

$$\hat{r}_{xd}(n) = \sum_{i=1}^N \gamma \hat{r}_{xd}(n-1) + d^*(n) x(n) \quad \text{A. 6}$$

Il reste maintenant à déterminer l'inverse de la matrice de covariance que l'on obtient par la relation de récurrence :

$$R_{xx}^{-1}(n) = \gamma^{-1} [R_{xx}^{-1}(n-1) - q(n) x_{rd}(n) R_{xx}^{-1}(n-1)] \quad \text{A. 7}$$

Où le facteur q est donné par :

$$q(n) = \frac{\gamma^{-1} R_{xx}^{-1}(n-1) x(n)}{1 + \gamma^{-1} x^H R_{xx}^{-1}(n-1) x(n)} \quad \text{A. 8}$$

Finalement, les pondérations sont remises à jour [21]:

$$\hat{w}(n) = \hat{w}(n-1) + q(n) [d^*(n) - \hat{w}^H(n-1) x(n)] \quad \text{A. 9}$$

D- Algorithme à module constant (CMA- Constant modulus algorithm) :

L'algorithme à module constant est un algorithme adaptatif sans visibilité proposé par Godara[22], par Treichler et Agee[23]. Il n'exige aucune connaissance précédente du signal désiré. En forçant le signal reçu pour avoir une amplitude constante, CMA récupère le signal désiré.

L'équation de mise à jour de vecteur poids (pondération) est donné par :

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) - \mu x(n) \varepsilon^*(n) \quad \text{A. 10}$$

Et

$$\varepsilon(n) = [1 - |y(n)|^2] y(n) x(n) \quad \text{A. 11}$$

Quand l'algorithme de CMA converge, il converge vers une solution optimale, mais la convergence de cet algorithme n'est pas garantie parce que la fonction ε n'est pas convexe et

Annexe

peut avoir des faux minima [24]. Un autre problème potentiel est que s'il y a plus d'un signal fort, l'algorithme peut acquérir un signal peu désiré. Ce problème peut être surmonté si les informations additionnelles sur le signal désiré sont disponibles.