

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



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

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

**ETUDE ET IMPLEMENTATION DES MODULATIONS
MULTIPORTEUSES POUR LA 5G**

Présenté par :

**HADJ MEKHACHE KHADIDJA
REGUIBI RACHA**

Sous la direction de :

Dr .BOUKHAROUBA ABDELHAK

Juillet 2019



Remerciement

Nous remercions le dieu le tout puissant de m'avoir donné la force et m'accordé la patience pour achever ce travail.

Nous tenons à remercier toutes les personnes qui nous ont aidés pour la réalisation de ce travail.

En particulier ,

Monsieur : BOUKHAROUBA ABDELHAK notre encadreur, pour sa patience, ses conseils et sa disponibilité tout au long de cette recherche et son soutien et la pertinence de ses remarques.

Nous voudrions également remercier les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et pour toutes leurs remarque et critiques.

Nous tenons aussi à remercier monsieur le chef département de télécommunication de l'université de Guelma.

A tout nos enseignants qui nous ont initiés aux valeurs authentiques, en signe d'un profond respecte et profond amour !!



Merci à tous

Dédicace

je dédie ce modeste travail à :

Ma petite famille qui m'a apporté le soutien moral et matériel et pour leur patience, leur amour et leurs encouragements ainsi précisément :

Ma chère mère que je dédie ce travail, et ça grâce à son amour, son soutien et tous ces sacrifices et ces privations pour m'aider à arriver jusque là ...

Mes petites sœurs Meriem et Hiba ...

Mes frères Nidhal et Achref ...

A mon fiancé Amine aucun mot ne saurait t'exprimer mon profond attachement et ma connaissance pour l'amour, la tendresse et la gentillesse dont tu me surrounds toujours...

A tant Larbi et sa femme Hanane ...

A ma tante Nihede et sa fille Aya ...

A mes tantes Nacer, Ammar et ses familles...

A Sara, Marwa, Maisa, Rayane, qui n'ont cessé d'être pour moi un exemple et j'ai partagé mes moments de joie et de bonheur...

A ma chère binôme Racha qui me tend la main quand j'avais besoin d'aide...

Je vous remercie Sofia, Selma, Nariman, Sabrina, pour tous les moments inoubliables que nous avons passés. Bonne chance pour vos nouvelles aventures...

San oublier tous les professeurs qui m'ont enseigné et encouragé ou aidé au long de mes études....

Khadija

Dédicace

Nous dédions ce mémoire à :

Mes parents respectifs :

Mon père, qui peut être fier et trouver, ici, m'avoir le résultat de Longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer Dans la vie. Puisse Dieu faire en sorte que ce travail porte son fruit ;Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent Venu de toi.

Ma mère, qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son Soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour Toute son assistance et sa présence dans ma vie; reçois à travers ce Travail aussi modeste soit-il, l'expression de mes sentiments et de mon Éternelle gratitude.

Ma grande mère Mama aicha pour tout le soutien matériel et moral qu'elle m'a apporté et pour m'avoir aidée durant cette période.

Ma très chère sœurs zineb et mon beau frere taher :que dieu vous protège et vous garde en très bonne sante, et vous offre une long vie pleine de bonheur .

Mon prince et ange : yanis

Mes chers frères Seif-eddine et sabri : je voudrais exprimer ma gratitude pour leur soutien et leur encouragement sans faille et vous remerciez d'avoir était les meilleurs appuis que je puisse avoir dans ma vie.

Ma chère binôme khadidja : merci pour tous les agréables moments passés ensemble je vous souhaite de réussir dans votre vie avec ton mari Amine merci à tous les deux .

Mes chères amies sofia , selma, narimen , sabrina et Aya pour les souvenirs de notre sincère et profonde amitié et des moments agréables que nous avons passés ensemble

A mes chères amis : khalil,salah,badro

Racha

Résumé

Actuellement, les techniques multiporteuses sont largement utilisées dans les systèmes de transmission grâce à leur robustesse aux effets de trajets multiples et à leur implémentation efficace utilisant des FFTs. L'OFDM est un type de modulation multiporteuse qui consiste à subdiviser un flux de données à très haut débit en plusieurs flux élémentaires à bas-débit qui sont transmis sur différentes sous-porteuses orthogonales. Récemment, une technique multiporteuse à base de bancs de filtres (FBMC) a été proposée comme une alternative permettant d'offrir quelques avantages par rapport à l'OFDM. Un des principaux avantages est l'amélioration de l'efficacité spectrale grâce à l'absence du préfixe cyclique (CP) et aux formes d'onde bien localisées en temps et en fréquence.

Dans ce mémoire, trois points importants ont été soulevés. Premièrement Les principes des modulations OFDM et FBMC et leurs avantages ; deuxièmement, la comparaison entre l'OFDM et le FBMC du point de vue du taux d'erreur binaire est discutée. Et enfin, nous avons fait des différentes simulations avec l'outil MATLAB pour le choix de la meilleure modulation.

Les mots clés :

OFDM, FBMC, FFTS, CP

Abstract

Currently, multicarrier techniques are widely used in transmission thanks to their robustness to multiple effects and their efficient implementation using the FFTs. OFDM is a type of multi-carrier modulation that consists in subdividing a high-speed data stream into several low-bit-rate elementary streams that are transmitted under different orthogonal carriers. Recently, a multi-carrier filtering technique (FBMC) has been proposed as an alternative to offer some advantages over the OFDM. One of the main advantages is the improvement of the spectral efficiency thanks to the absence of the cyclic prefix (CP) and to the waveforms well localized in time and frequency.

In this brief, three important points were raised. First the principles of OFDM and FBMC modulations and their advantages; secondly, the comparison between the OFDM and the FBMC from the point of view of the bit error rate is discussed, and finally, we made different simulations with the MATLAB tool for the choice of the best modulation.

Keywords:

OFDM, FBMC, FFTS, CP

ملخص

حالياً، تستخدم تقنيات متعددة الحوامل على نطاق واسع في النقل بفضل تأثيرات قوية متعددة المسيرات وتنفيذها الفعال باستخدام FFTs. OFDM هو نوع من التشكيل متعدد الموجات الحاملة يتألف من تقسيم دفق بيانات عالي السرعة إلى عدة تدفقات أولية منخفضة السرعة حيث تنتقل عبر موجات حاملة فرعية متعددة النواقل تعتمد على بنوك التصفية (FBMC) تم اقتراح تقنية متعددة النواقل تعتمد على بنوك التصفية (FBMC) كبديل يوفر بعض المزايا على OFDM. واحدة من المزايا الرئيسية هي تحسين الكفاءة الطيفية بفضل غياب البادئة الدورية (CP) والأشكال الموجية المترجمة بشكل جيد في الوقت والتردد. في هذا البحث، تطرقنا إلى ثلاث نقاط مهمة. أولاً مبادئ التشكيلات OFDM و FBMC ومزاياهما ؛ ثانياً ، تمت مناقشة المقارنة بين OFDM و FBMC من وجهة نظر معدل الخطأ في البتات ؛ وأخيراً ، أجرينا عمليات محاكاة مختلفة باستخدام أداة MATLAB لاختيار أفضل تعديل.

الكلمات المفتاحية:

OFDM ، FBMC ، FFTS ، CP

Table des matières

REMERIEMENT	
DEDICACES	
RESUME	
TABLE DES MATIERES.....	I
LISTES DES FIGURES.....	V
LISTES DES TABLEAUX.....	VIII
INTRODUCTION GENERAL	01
CHAPITRE I : <i>Introduction a la 5ème génération</i>	
I.1 Introduction.....	02
I.2 Évolution des réseaux mobiles.....	02
I.2.1 La première génération (1G).....	03
I.2.2 La deuxième génération (2G).....	04
I.2.3 La troisième génération (3G).....	04
I.3 La Quatrième Génération (4G).....	04
I.3.1 Définition de la 4ème génération.....	04
I.3.2 L'Architecture de la 4G.....	05
I.3.3 L'objectif de la 4G.....	06
I.4 La 5 ème génération (5G).....	06
I.4.1 L'Architecture de la 5G.....	06
I.4.2 Objectifs de la 5G.....	07
I.4.3 Les applications de la 5G.....	07
I.4.4 Les défis	08
I.4.4.1 Défis en termes de Performance	08
I.4.4.2 Défis en termes d'Efficacité	08
I.4.5 Les conséquences de la 5G pour les opérateurs mobiles	09
I.4.6 Les avantages	09
I.5 Un saut de performance par rapport aux réseaux 4G	10
I.6 Les formats d'onde candidats pour la 5G	11
I.6.1 OFDM	11



I.6.2 FBMC	12
I.6.3 UFMC	12
I.6.4 GFDM	12
I.7 Conclusion.....	12
 <i>CHAPITRE II : La Modulation Multi- porteuses OFDM</i>	
II.1 Introduction.....	13
II.2 Canaux de transmission.....	13
II.2.1 Canal à bruit additif blanc gaussien.....	13
II.2.2 Canal à trajets multiples.....	13
II.2.3 Effet Doppler.....	15
II.3 La modulation OFDM.....	15
II.3.1 Définition.....	15
II.3.2 Principes de fonctionnement de l’OFDM.....	17
II.3.2.1 La modulation.....	17
II.3.2.2 La démodulation.....	21
II.3.3 L’orthogonalité.....	22
II.3.4 Conversion série /parallèle.....	23
II.3.5 IFFT et FFT.....	24
II.3.6 Préfix cyclique.....	25
II.3.7 La bande de garde.....	26
II.3.8 Fenêtrage de signal OFDM	27
II.4 Problème des interférences.....	29
II.4.1 Interférence entre symboles (ISI).....	29
II.4.2 Interférence entre sous porteuses (ICI).....	30
II.5 Format d’onde pour OFDM	32
II.6 Avantages et inconvénients de l’OFDM.....	34
II.6.1 Avantages.....	34
II.6.2 Inconvénients.....	34
II.7 Conclusion.....	34
 <i>Chapitre III : La modulation multi- porteuses à base de banc de filtre (FBMC)</i>	
III.1 Introduction.....	35
III.2 La modulation FBMC.....	35



Table des matières

III.2.1 Définition.....	35
III.2.2 Bancs des filtres.....	37
III.2.2.1 Banque de filtres d'analyse.....	37
III.2.2.2 Banque de filtres de synthèses.....	38
III.2.3 Filtre prototype.....	38
III.2.4 Modulation multi porteuses à base de filtre prototype PHYDAS.....	40
III.2.4.1 Méthode FMT.....	40
III.2.4.2 Méthode OQAM /SMT.....	42
III.2.4.3 Méthode CMT.....	46
III.2.5 Technique de banc de filtre.....	49
III.3 OFDM et FBMC proposé.....	50
III.4 Différences majeures entre OFDM et FBMC.....	51
III.5 Les Avantages et les inconvénients de la modulation FBMC.....	52
III.5.1 Les Avantages.....	52
III.5.2 Les inconvénients.....	52
III.6 Conclusion.....	52
<i>Chapitre IV :Résultats de simulation</i>	
IV.1 Introduction.....	53
IV.2 MATLAB.....	53
IV.3 Etude des paramètres de comparaison des différentes modulations OFDM, FBMC	53
IV.3.1 Le Taux d'Erreur Binaire (TEB).....	53
IV .3.2 Le rapport signal à bruit (SNR).....	54
IV.4 Le canal (AWGN).....	54
IV.5 Le canal de Rayleigh.....	55
IV.6 Les canaux de transmission.....	55
IV.7 Simulation de la technique de modulation OFDM et calcul BER=f(SNR).....	56
IV .7.1 Etude des cas différent pour la modulation OFDM.....	57
IV.8 Simulation de la technique de modulation FBMC dans un canal gaussien.....	59
IV.8.1 Réponse impulsionnelle le de filtre de Phydas.....	59
IV.8.2 Comparaison entre les filtres utilisés.....	60



Table des matières

IV.9 Comparaison entre la modulation FBMC et l'OFDM.....	61
IV.9.1 Résultats des simulations pour le canal AWGN.....	62
IV.9.1.1 Influence du nombre de bits transmis sur le taux d'erreur binaire.....	62
IV.10 conclusion.....	64
CONCLUSION GENERALE	65
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE.....	66
ABREVIATIONS	

Liste des figures

Figure I.1 :	Evolution des réseaux mobiles.....	03
Figure I.2 :	Architecture de 4G.....	05
Figure I.3 :	Architecture de 5G.....	06
Figure I.4:	Politiques des données par utilisateur.....	07
Figure I.5 :	Comparaisons entre 4G et de la 5G au niveau des huit indicateurs de performance	10
Figure II.1 :	Propagation par trajets multiples.....	14
Figure II.2 :	Schéma simplifié de la transmission.....	15
Figure II.3 :	Chaine de transmission du system OFDM	16
Figure II.4 :	Schéma du principe de la modulation OFDM	18
Figure II.5 :	Spectres de différentes porteuses.....	19
Figure II.6 :	Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses.....	19
Figure II.7 :	Schéma de transmission du système OFDM.....	20
Figure II.8 :	Schéma du principe du démodulateur.....	21
Figure II.9 :	(a) Spectre d'une sous porteuse (b) Spectre d'un signal OFDM.....	23
Figure II.10:	Génération d'un signal OFDM par conversion S/P.....	24
Figure II.11:	Schéma fonctionnel d'un système OFDM simple.....	25
Figure II.12:	Insertion de préfix cyclique.....	26
Figure II.13 :	Fenêtres de pondération : Hanning en vert, Hamming en bleu et Blackman en rouge	27
Figure II.14 :	Interférence inter-porteuse (ICI) en OFDM dans les domaines : (a) Temporel et (b)Fréquentiel dans le cas d'un canal à deux trajets	28
Figure II.15 :	Fenêtres de pondération : Hanning en vert, Hamming en bleu et Blackman en rouge	28
FigureII.16 :	Fonctions de transfert en dB correspondant à la fenêtre naturelle(en noir à gauche) et à la fenêtre de Hanning (en vert à droite)	29
Figure II.17 :	Fonctions de transfert en dB correspondant à la fenêtre Hamming(en bleu à gauche) et à la fenêtre de Blackman (en rouge à droite)	30
FigureII.18 :	Fonctiondetransfertd'unfiltrepasse-basnumériquepondérépar Hanning(vert),Hamming(bleu) et Blackman(rouge)	31

Liste des figures

Figure III.1 :	Un émetteur-récepteur générique à porteuse multiples avec des bancs de Filtres.	35
Figure III.2 :	Un exemple d'un banc de filtre.....	37
Figure III.3 :	Banque de filtres d'analyse.....	37
Figure III.4 :	Banques de filtres de synthèse.....	38
Figure III.5 :	Réponse d'impulsion de filtre de prototype.(K = 4, sous-porteuses = 16)	39
Figure III.6 :	Schéma synoptique d'une transmission FBMC.....	40
Figure III.7 :	Répartition en fréquence de la FMT sans chevauchement.....	41
Figure III.8 :	Principe de la méthode FMT à l'émission.....	41
Figure III.9 :	Principe de la méthode FMT à la réception.....	42
Figure III.10 :	Répartition en fréquence de la SMT avec chevauchement.....	42
Figure III.11 :	La chaîne d'émission de la modulation OQAM.....	44
Figure III.12 :	Chaîne de réception de la modulation OQAM.....	45
Figure III.13 :	Interférence Inter Symbole (ISI) de la modulation OQAM.....	45
Figure III.14 :	Interférence Inter Porteuse (ICI) de la modulation OQAM.....	46
Figure III.15 :	Répartition en fréquence de la CMT avec chevauchement.....	46
Figure III.16 :	Chaîne de la modulation CMT.....	47
Figure III.17 :	Chaîne d'émission de la modulation CMT.....	48
Figure III.18 :	Chaîne de réception de la modulation CMT.....	48
Figure III.19 :	Comparaison des réponses en fréquence entre FBMC et OFDM.....	50
Figure III.20 :	Schéma fonctionnel de l'OFDM et de la FBMC proposée.....	51
Figure IV.1 :	BER pour la modulation QPSK dans le canal Rayleigh à l'aide de 5 taps	55
Figure IV.2 :	BER pour la modulation BPSK dans le canal Rayleigh à l'aide de 5 taps on utilise 2 antenne de transmission et 1 à la réception	56
Figure IV.3 :	Résultat obtenu pour la recherche du taux d'erreur binaire(OFDM).....	57

Liste des figures

Figure IV.4 :	Résultat obtenu pour la recherche du taux d'erreur binaire (OFDM avec le format d'onde QPSK)	57
Figure IV.5 :	Résultat obtenu pour la recherche du taux d'erreur binaire (OFDM avec le format d'onde 16QAM)	58
Figure IV.6 :	Résultat obtenu pour la recherche du taux d'erreur binaire (OFDM avec le format d'onde 64QAM)	58
Figure IV.7 :	Réponse impulsion le de filtre de Phydas.....	59
Figure IV.8 :	Les réponses impulsionelles pour déférent facteur de chevauchement K dans le Domaine temporel	60
Figure IV.9 :	Réponses Magnitude de filtre prototype de la FBMC pour k=2, k=3, k=4 dans le domaine fréquentiel	60
FigureIV.10 :	Réponses Magnitude de filtre de la FBMC et OFDM.....	61
FigureIV.11 :	Comparaison entre sous canaux de OFDM – FBMC.....	61
FigureIV.12 :	BER obtenu pour M=256 , M=512 ,et M=1024 dans le cas d'OFDM...	63
FigureIV.13 :	BER obtenu pour M=256 et M=512 et M=1024 dans le cas de la FBMC (canal AWGN)	64

Liste des tableaux

Tableau I.1 :	Comparaisons entre les performances de la 4G et de la 5G.....	11
Tableau II.1:	Propriétés des fenêtres de pondération usuelle.....	28
Tableau III.1:	Coefficients du filtre prototype PHYDYAS.....	39
Tableau III.2 :	Différences majeures entre OFDM et FBMC.....	51
Tableau IV.1:	Les paramètres utilisés pour chaque type de modulation.....	62

Introduction générale

Introduction générale

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

Des anciens systèmes mobiles font généralement référence à un changement de nature du système, de vitesse, de technologie, de fréquence, de capacité de donnée, de latence,.. etc. Le réseau de communication mobile de première génération (1G) était analogique et utilisé uniquement pour les appels vocaux. La deuxième génération (2G) est une technologie numérique et prend en charge la messagerie texte. La technologie mobile de troisième génération (3G) a fourni un taux de transmission de données plus élevé, une capacité accrue et un support multimédia. La quatrième génération (4G) intègre la 3G avec Internet fixe pour soutenir Internet mobile sans fil qui est une évolution vers la technologie mobile et surmonter les limitations de 3G. Cela augmente également la bande passante et réduit le coût des ressources. Nous assistons actuellement au début d'une révolution intelligente sans précédent sous l'impulsion de la dernière-née des technologies numériques et mobiles évolués : la 5G qui regroupe plusieurs techniques parmi eux la technique FBMC est une technique alternative pour surmonter les limites de l'OFDM.

La structure de notre mémoire est la suivante :

Dans le premier chapitre nous allons définir comment le monde est arrivé à la 5G ensuite nous allons décrire une présentation complète sur l'architecture de la 5G et pour finir nous comparons entre la 4^{ème} génération et la 5^{ème} génération.

Dans le 2^{ème} chapitre est consacré à la présentation de la technique OFDM. Il est composé de deux parties, la première partie présente le canal à trajets multiples. Dans la deuxième partie de ce chapitre nous définissons la technique OFDM et nous donnons le principe de cette technique.

Dans le troisième chapitre nous allons décrire la Modulation FBMC, leur définition, leur architecture proposé , ainsi une comparaison entre L'OFDM et FBMC .

Dans le dernier chapitre nous avons fait des simulations sur MATLAB sur les Différents blocs constituant le 2^{ème} chapitre et 3^{ème} chapitre précédant, une simulation pour la Modulation OFDM et une autre pour la modulation FBMC donnant des résultats avec des Différentes modulations d'entrée et aussi le BER pour chaque modulation.

En fin , nous terminons notre mémoire avec une conclusion générale.

Chapitre I

Introduction sur la 5^{ème} génération

I.1 Introduction

La 5ème génération est la dernière génération de communications mobiles cellulaires. Il succède aux systèmes 4G (LTE-A, WiMax), 3G (UMTS, LTE) et 2G (GSM). Les performances 5G visent un débit binaire élevé, une latence réduite, des économies d'énergie, une réduction des coûts, une capacité système accrue et une connectivité massive des périphériques.

Pour nous, la 5G 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, et aussi faciliter une société entièrement connectée, C'est facilité pour que le monde ait un accès illimité aux informations et aux discussions virtuelles partout et tout le temps pour tout le monde, et aussi pour la connectivité de toutes sortes d'application. Et ce n'est pas seulement la connectivité des gens, mais aussi une connexion pour tous les appareils et une connectivité disponible partout et tout le temps.

L'OFDM a été utilisé avec succès dans la 4G LTE ainsi que dans un certain nombre d'autres systèmes à haut débit, mais il présente certaines limites dans certaines circonstances. Parmi les autres formats de formes d'onde discutés, citons: FBMC, ainsi que GFDM, UFMC.

I.2 Évolution des réseaux mobiles

L'histoire des réseaux mobiles est jalonnée par trois étapes principales, auxquelles on donne couramment le nom de génération. On parle de la première, deuxième, troisième, quatrième et cinquième génération de réseaux mobiles, généralement abrégées respectivement en 1G, 2G ,3G ,4G et 5G(en cours d'étude). Ces cinq générations diffèrent principalement par les techniques mises en oeuvre pour accéder à la ressource radio. L'évolution de ces techniques est guidée par la volonté d'accroître la capacité ainsi que les débits offerts par le système dans une bande de fréquences restreinte. En effet, les fréquences sont des ressources très rares car convoitées par de multiples applications (télévision, radio, faisceaux hertziens, liaisons satellites, réseaux privés, communications militaires, etc.)[1].

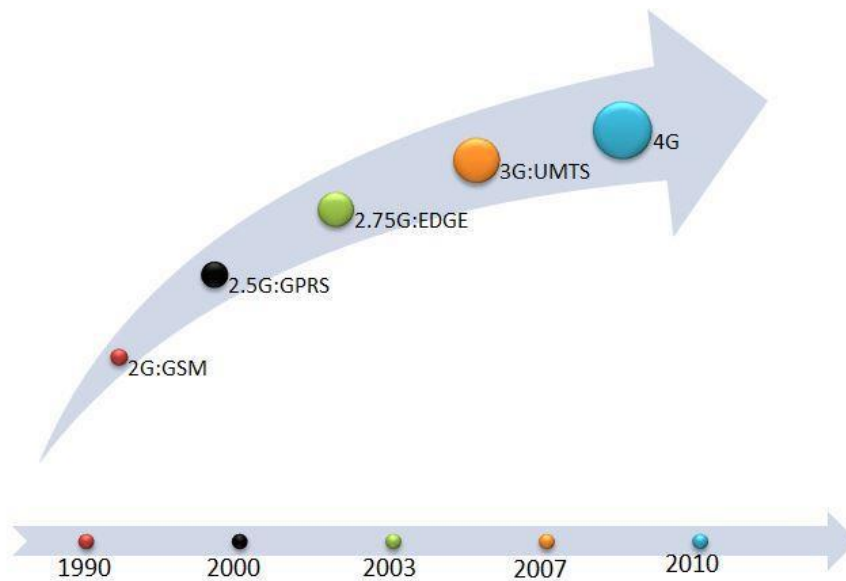


Figure I.1 : Evolution des réseaux mobiles

I.2.1 La première génération (1G)

La première génération De systèmes cellulaires (1G) reposait sur un système de communications mobiles analogiques. Cette génération a bénéficié de deux inventions techniques majeures des années 1970 : le microprocesseur et le transport numérique des données entre les téléphones mobiles et la station de base. Les appareils utilisés étaient particulièrement volumineux [2].

La première génération de systèmes cellulaires (1G) utilisait essentiellement les standards suivants [2] :

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

Cette première génération de réseaux cellulaires utilisant une technologie analogique a été remplacée dès l'apparition d'une seconde génération plus performante utilisant une technologie numérique [2].

I.2.2 La deuxième génération (2G)

La deuxième génération (2G) de systèmes cellulaires repose sur une technologie numérique a été développée à la fin des années 1980. Ces systèmes cellulaires utilisent une technologie numérique pour la liaison ainsi que pour le signal vocal. Ce système apporte une meilleure qualité ainsi qu'une plus grande capacité à moindre coût pour l'utilisateur. La deuxième génération de systèmes cellulaires (2G) utilise essentiellement les standards suivants [2] : GSM (2G),CDMA et TDMA

- GPRS (2,5G), 2,5G est un système mobile intermédiaire entre la 2G et la 3G (débits inférieurs à 100 kbit/s).
- EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution, 2,75G) [2].

I.2.3 La troisième génération (3G)

La troisième génération (3G) de systèmes cellulaires est une génération de systèmes mobiles labellisé IMT 2000 par l'UIT. Ce système permet des services de communications plus rapides notamment pour la voix, la télécopie, l'Internet de n'importe quel endroit et à tout moment. L'UIT IMT-2000 est la norme internationale de la 3G a ouvert la voie à de nouvelles applications et services comme par exemple le divertissement multimédia, la localisation des services, La troisième génération de systèmes cellulaires (3G) utilise notamment les standards suivants [2]:

- UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) [2].

I.3 La Quatrième Génération (4G)

I.3.1 Définition de la 4^{ème} génération

La définition de la 4G a évolué comme une nouvelle vague d'efforts de données de commercialisation des mobiles qui se déplace le terme dans l'oeil du public à différencier les marques. L'union internationale des télécommunications (UIT), qui supervise le développement de la plupart des normes de données cellulaires, a récemment publié une déclaration soulignant que la 4G terme n'est pas défini. En réponse, les opérateurs mobiles avec des architectures 3G avancés a commencé la commercialisation des services «4G». De toute évidence, les ingénieurs ne veulent pas du commerçant d'usurper la vision d'une amélioration d'un ordre de grandeur à chaque génération d'architectures cellulaires, encore, les commerçants veulent tirer parti de la dernière tendance, tandis que cela semble encore ésotérique [3].

I.3.2 L'Architecture de la 4G

La 4G, au-delà du terme « marketing », annonce de profonds changements et investissements techniques pour les opérateurs de réseaux mobiles avec le déploiement d'un nouveau réseau d'accès et d'un nouveau réseau cœur. Pour les utilisateurs, la 4G annonce une meilleure qualité du réseau (débits, latence) et le développement de nouveaux services innovants. Le vocabulaire technique pour désigner ce futur ensemble, composé du réseau d'accès appelé LTE (pour Long Term Evolution), et d'un réseau cœur appelé ePC (evolved Packet Core), est EPS (pour evolved Packet System). Ce nouveau réseau remplacera progressivement les anciens réseaux 2G (GSM, GPRS, EDGE) et 3G (UMTS, HSxPA). Comme pour ses prédécesseurs, le réseau EPS est standardisé par l'organisme 3GPP (www.3gpp.org) qui l'introduit dans les versions 8 et supérieures de ses normes. Selon l'ITU-R (International Télécommunication Union – Radio), le LTE ne remplit pas les critères d'un véritable réseau de 4ème génération, et le terme 4G est donc erroné. Il serait plus exacte de parler de 3,99G. Le véritable réseau d'accès 4G, selon l'ITU-R, sera le successeur du LTE : le LTE Advanced. Mais pour des raisons évidentes de « marketing » et pour faciliter la discussion, le terme 4G est de fait utilisé pour désigner le nouveau réseau : LTE + ePC = EPS. La promesse de ce nouveau réseau est d'apporter plus de qualité pour les utilisateurs finaux (débit, latence, QoS, IMS, ...) et plus de confort pour la maintenance, l'exploitation et l'évolutivité pour les opérateurs (full IP, Ipv6, rapprochement avec le monde Internet, ...) [4].

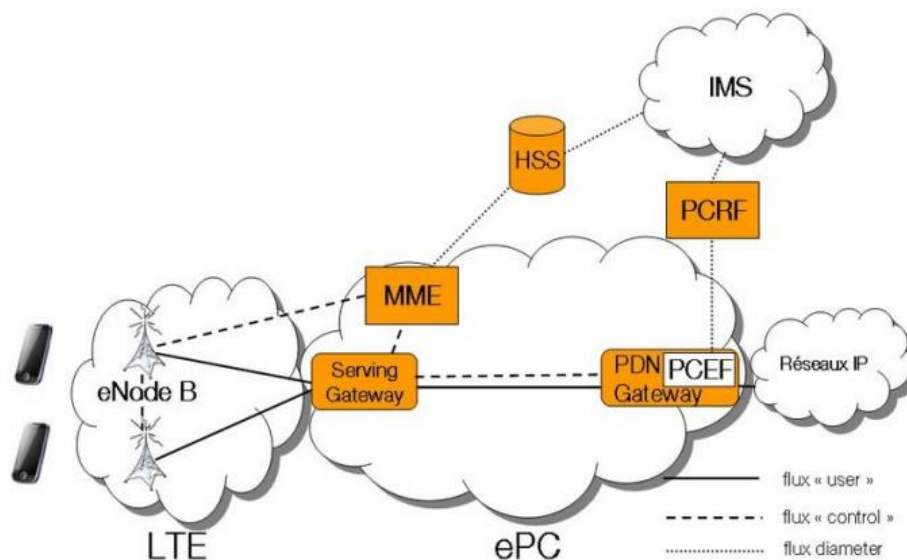


Figure I.2 : Architecture de 4G

I.3.3 L'objectif de la 4G

La 4G vise à améliorer l'efficacité spectrale et à augmenter la capacité de gestion du nombre de mobiles dans une même cellule. Elle tente aussi d'offrir des débits élevés en situation de mobilité et à offrir une mobilité totale à l'utilisateur en établissant l'interopérabilité entre différentes technologies existantes. Elle vise à rendre le passage entre les réseaux transparent pour l'utilisateur, à éviter l'interruption des services durant le transfert Inter-cellulaire, et à basculer l'utilisation vers le tout-IP [1].

I.4 La 5^{ème} génération (5G)

I.4.1 L'Architecture de la 5G

Comme le montre l'image suivante, le modèle de système de 5G est entièrement basé sur IP modèle conçu pour les réseaux sans fil et mobiles [5].

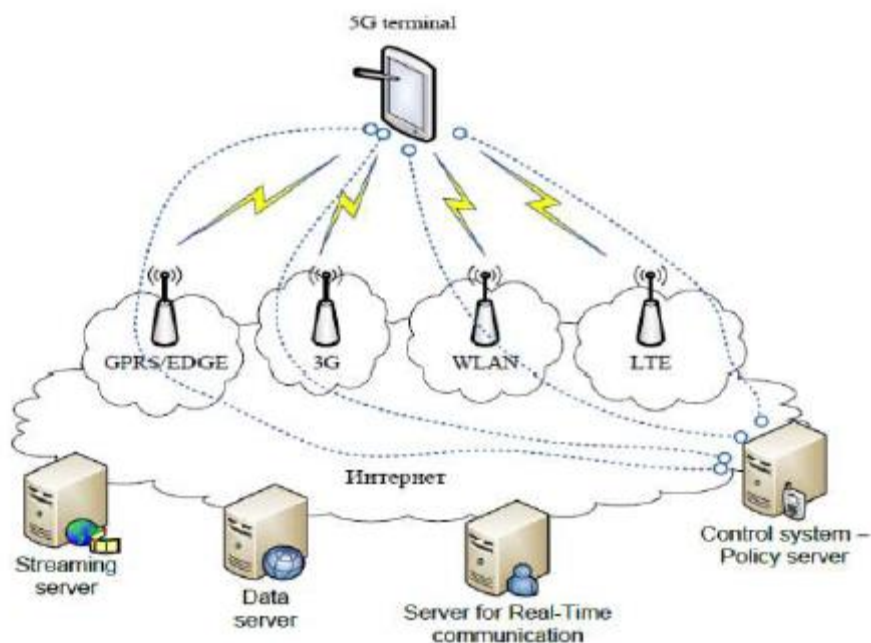


Figure I.3 : Architecture de 5G

Le système comprend un terminal d'utilisateur principal et ensuite un certain nombre de technologies d'accès radio indépendantes et autonomes. Chacune des technologies radio est considérée comme la liaison IP pour le monde Internet extérieur.

La technologie IP est conçue exclusivement pour assurer des données de contrôle suffisantes pour le routage approprié de paquets IP liés à certaines connexions d'application, c'est-à-dire des sessions entre des applications clientes et des serveurs quelque part sur Internet. De plus,

pour rendre accessible le routage des paquets doit être fixé conformément aux politiques données par l'utilisateur (comme indiqué dans l'image ci-dessous) [6].

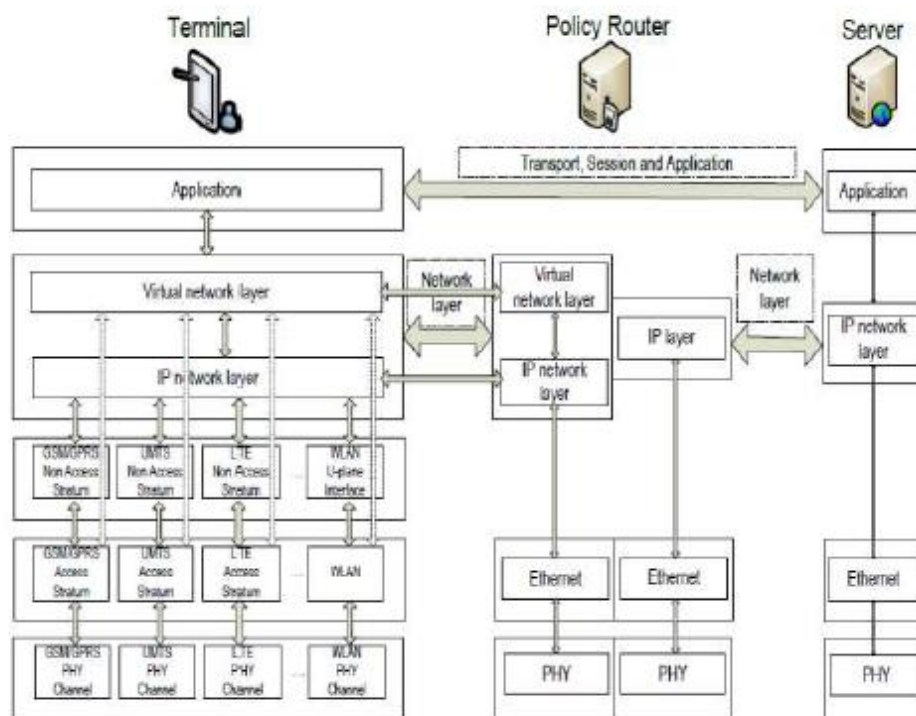


Figure I.4: Politiques des données par utilisateur

I.4.2 Objectifs de la 5G

La 5G est l'Internet du futur. Cette technologie comprendra un réseau d'accès radio et un cœur de réseau convergent combinant accès fixe et accès mobile. Il s'agit notamment d'augmenter les débits et la capacité des réseaux, mais aussi de préparer l'évènement de « l'internet des objets ». Parmi les principaux objectifs [7] :

- Un volume incroyable, incroyablement rapide : Des débits jusqu'à 10x plus rapides que la 4G.
- Toujours parfaitement connectés.
- Quantité considérable de personne et d'objets connectés : Des milliards d'objets connectés de façon optimale.
- Efficacité énergétique : Réduit les coûts et la consommation d'énergie
- Le temps de téléchargement : film HD 30GO :20mn, album MP3 :3s ,200 photos :16s.
- Aucun retard perçu.
- Un temps de latence plus court donne l'impression que le réseau est très réactif [7].

I.4.3 Les applications de la 5G

Alexandre Ménard met en avant les deux applications majeures de la 5G. "La première se fera sur les bandes fréquences basses, en-dessous de 3 Ghz". Selon lui, l'évolution sera dans la lignée de la 4G et de la 4G+, avec un certain nombre de performances, comme la vitesse et le débit, la latence et la capacité à absorber du trafic. "Avec la 4G et la 4G+, nous sommes entre 10 et 50 mégabit, tandis que la 5G devrait permettre d'être entre 20 et 60 mégabit/sec, explique-t-il. C'est une amélioration, pas un saut quantique profond. Ce sera intéressant pour le consommateur final. Cela permettra notamment de baisser le coût". Et de rappeler à titre d'exemple que 4G est dix fois moins chère en coût par mégabit que la 3G. "Le réseau mobile double tous les ans en trafic : on pourra ainsi doubler voire tripler le débit actuel. Cela améliorera la saturation des réseaux". Ni plus ni moins...[8].

Deuxième application de la 5G : les ondes millimétriques. Avec des bandes très hautes fréquences, au-delà de 30 GHz, la 5G devrait permettre des débits considérablement plus élevés, c'est-à-dire de 100 Mb/sec à 1Gb/sec, comme la fibre, mais avec une technologie mobile. Voilà qui pourrait être perçu comme une révolution. Inconvénient, selon Alexandre Ménard : "La couverture nécessite d'avoir un certain nombre de sites très haut débit. Le signal devrait être aussi moins bon à l'intérieur des bâtiments..." [8].

I.4.4 Les défis

La 5G ne devrait ainsi pas échapper à la règle, mais poserait de nouveaux défis au domaine des télécommunications.

I.4.4.1 Défis en termes de Performance

- Débit de données plus élevé pour l'utilisateur expérimenté 10-100 fois.
- Latence des zéros en ms.
- Densité plus élevée d'appareils connectés (millions de connexions par km).
- Plus forte densité de volume de trafic tendue de (temps de ps/km²).
- Mobilité accrue supérieur à 500 km/h [9] .

I.4.4.2 Défis en termes d'Efficacité

- Efficacité spectrale supérieure 5-15 fois.
- Moindre coût par bit (supérieur 100 temps de réduction).
- Meilleure efficacité énergétique (supérieur 100 fois).

- Autres Défis: Gestion du trafic, gestion des services et applications, la sécurité et le respect de vie privée, la régulation, ...

Importance de la normalisation (aspects radio et réseau) pour atteindre les objectifs de la 5G et relever les défis correspondants [9].

I.4.5 Les conséquences de la 5G pour les opérateurs mobiles

- La 5G reste une technologie cellulaire à haut débit et constitue un réseau de réseaux. L'expertise et le savoir-faire des opérateurs de réseau mobile en matière de construction et d'exploitation des réseaux seront essentiels pour la réussite de la 5G
- En dehors de la fourniture de services réseau, les opérateurs mobiles seront capables de développer et d'opérer de nouveaux services IoT.
- La mise en place de réseaux 5G tout en gardant opérationnels les réseaux 3G et 4G constituera certainement un nouveau défi pour les opérateurs quant à la capacité des fréquences sur le spectre (surtout si l'énorme volume prévu sur l'IoT se concrétise). Les opérateurs mobiles (MNO) devront faire la demande, puis exploiter un nouveau spectre sur la gamme de fréquences 6 à 300 GHz, ce qui implique d'énormes investissements dans l'infrastructure des réseaux.
- Pour atteindre l'objectif d'une latence de 1ms, les réseaux 5G impliquent une connectivité pour la station de base à l'aide de fibres optiques.
- Côté économies, les réseaux 5G devraient pouvoir prendre en charge les réseaux virtuels tels que les réseaux LPLT (Low Power LowThroughput) pour l'IoT de faible puissance. À la différence d'aujourd'hui, où les réseaux LORA répondent à ce besoin séparément de la 4G [10].

I.4.6 Les avantages

- La 5G aura un débit dix fois supérieur à la 4G, ce qui offrira des perspectives d'évolutions importantes et touchera des secteurs beaucoup plus variés.
- Moderniser les moyens de production des entreprises, ce qui augmentera considérablement les bénéfices
- Les réseaux 5G devraient également offrir une bande passante bien plus large et supporter beaucoup plus d'appareils.
- Permettre de réduire la latence qui passerait ainsi de 10 à 1ms. Enfin, la 5G devrait aussi permettre des connexions plus fiables notamment pour les objets connectés tels

que les voitures autonomes ou les robots qui opèrent à distance au sein des hôpitaux [11].

I.5 Un saut de performance par rapport aux réseaux 4G

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 [12].

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 [12].

L'UIT définit la 4ème génération, sous la terminologie IMT-Advanced, suivant les 8 KPI susmentionnés avec les valeurs présentées sur le schéma ci-dessous. La 5ème génération, appelée IMT-2020, y est également représentée. A cet égard, il convient de noter que la définition officielle de l'UIT de la 4G correspond en réalité à ce que les réseaux commerciaux n'ont déployé que dans un second temps, sous l'appellation 4G+ ou LTE-Advanced [12].

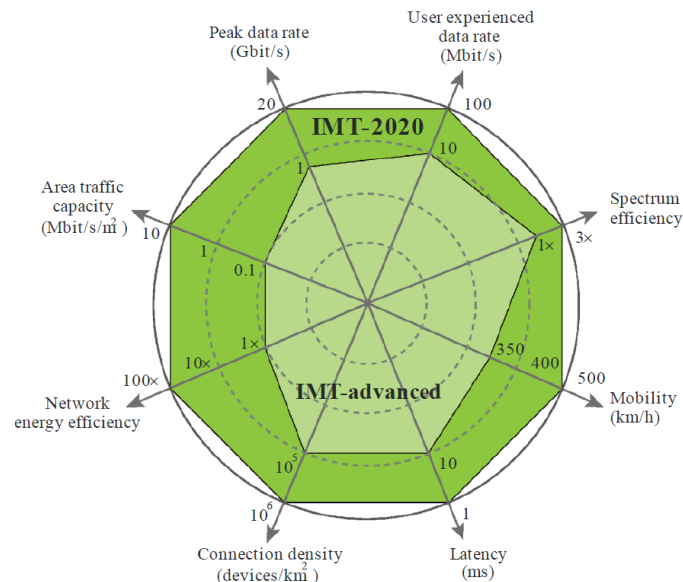


Figure I.5 : Comparaisons entre 4G et de la 5G au niveau des huit indicateurs de performance

Selon ces objectifs, la 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) [12].

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) .
- Une augmentation de l'efficacité énergétique (batteries jusqu'à 100 fois moins énergivores) [12].

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

Performance /Génération	4G	5G
Débit maximal (Gbit /s)	1	20
Débit aperçu par l'utilisateur (Mbit/s)	10	100
Efficacité spectrale	1 ×	3 ×
Vitesse (km/h)	350	500
Latence (ms)	10	1
Nombre d'objets connectés sur une zone (quantité d'objets/km ²)	10 ⁵	10 ⁶
Efficacité énergétique du réseau	1 ×	100 ×
Débit sur une zone (Mbit/s/m ²)	0.1	10

Tableau I-1 : Comparaisons entre les performances de la 4G et de la 5G [12].

I.6 Les formats d'onde candidats pour la 5G

I.6.1 OFDM

La modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est un type particulier de transmissions multi-porteuses dont l'originalité est de multiplexer l'information. Parmi les systèmes de modulation multiporteuse existants l'OFDM est le plus répandu.

OFDM est une technique de transmission de donnée analogique ainsi qu'une solution efficace pour lutter contre les effets des trajets multiples. Cette technique divise la bande du système en un grand nombre de porteuse individuelle appelée sous-porteuse, ces dernières sont dites orthogonales [7].

L'OFDM est une modulation particulièrement appréciée pour les transmissions sans-fil à hauts-débits [1].

I.6.2 FBMC

FBMC signifie Filter-Bank Multi-Carrier. Avec FBMC, un filtrage au niveau de la sous-porteuse est appliqué lors de l'utilisation de banques de filtres du côté émission et du côté réception. Différentes applications de FBMC sont en cours de discussion au sein de la communauté des chercheurs: multitones étagés (SMT), multitones modulés en cosinus (CMT) et multitones filtrés (FMT) sur lesquels il semble que l'accent soit mis sur FBMC SMT. [13] son principe de base est de divisé le spectre de fréquence en plusieurs sous-porteuse qui sont très étroits et les filtrés individuellement, il est capable de fournir un très haut niveau d'efficacité spectrale [7].

I.6.3 UFMC

Il diffère de FBMC, au lieu de filtré chaque sous-porteuse individuellement, UFMC divise le signale en un certain nombre de sous-bande qu'il filtrera. Ensuite, on peut l'utiliser pour améliorer la protection contre les interférences entre symboles [7].

I.6.4 GFDM

Est une technique de transmission multi-porteuse flexible qui présente de nombreuses similitudes avec OFDM. La principale différence est que les porteurs ne sont pas orthogonaux entre eux. GFDM fournit un meilleur contrôle des émissions hors bande et réduit le rapport puissance/puissance moyenne [7].

I.7 Conclusion

Notre chapitre et consacre a l'étude de l'évolution des réseaux mobiles qui consiste a la (1, 2, 3,4G) ensuite on a parle de leur architecture, objectif et les différentes applications pour chacune d'elle mais notre travaille c'est plus concentré sur 5G. L'évolution de ces techniques est guidée par la volonté d'accroître la capacité ainsi que les débits offerts par le système.

Chapitre II

La Modulation Multi porteuse OFDM

II.1 Introduction

La transmission OFDM consiste à répartir l'information sur un grand nombre de sous porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroits. Elle convient à des types de propagation par trajets multiples. La répartition des symboles sur plusieurs sous porteuses est la propriété plus importante de la transmission OFDM. C'est elle qui engendre la robustesse contre le délai d'étalement et par conséquent diminue le taux de transmission par sous-porteuse.

II.2 Canaux de transmission

Un canal de communications est un milieu physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal à partir d'un transmetteur jusqu'au récepteur.

II.2.1 Canal à bruit additif blanc gaussien

C'est le modèle le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmissions numériques. Le signal reçu s'écrit :

$$r(t) = s(t) + B(t) \quad (\text{II.1})$$

Où $B(t)$ est un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ^2 de densité spectrale de puissance bilatérale $N_0/2$. La densité de probabilité conditionnelle de r [39] est donnée par l'expression:

$$p(r|s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v}} e^{-\frac{(r-s)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (\text{II.2})$$

II.2.2 Canal à trajets multiples

L'évanouissement dans un canal survient lors d'interférences destructives parmi les propagations du signal venant des multiples parcours qu'il emprunte.

La figure II.1 représente la propagation par trajets multiples :

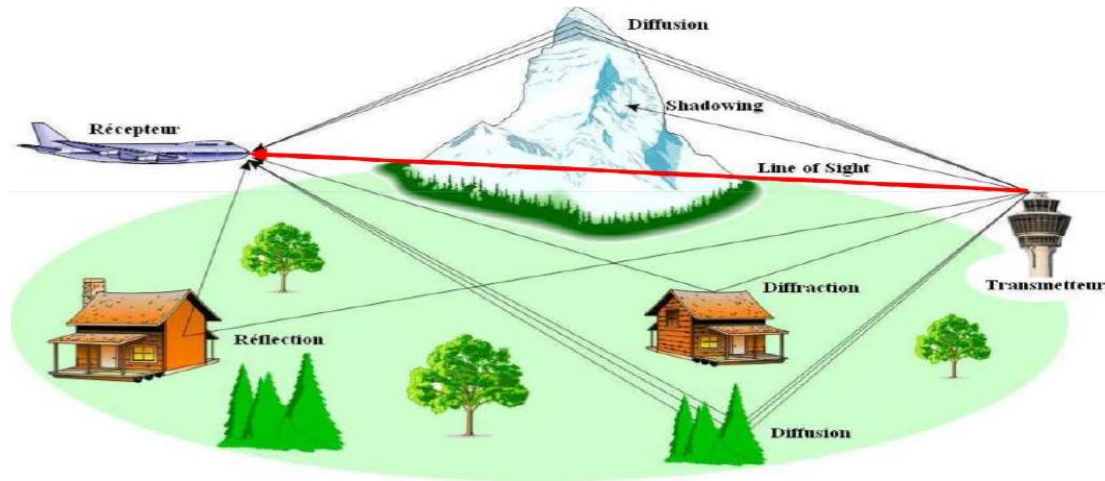


Figure II.1 : Propagation par trajets multiples [23]

On suppose que le canal subit des évanouissements rapides (à petite échelle), c-à-d que le signal reçu ne varie donc pas ou très peu sur la durée d'un symbole. En tenant compte du bruit blanc additif gaussien, le signal à la sortie d'un canal à évanouissements lents comportant N trajets multiples s'exprime alors [39] :

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n s(t + \mathcal{T}_n) + b(t) \quad (\text{II.3})$$

Où le bruit BBAG complexe est représenté par $b(t)$, et α et τ caractérisent respectivement l'atténuation complexe et le retard affectant chaque trajet [39].

A la sortie de l'échantillonneur, l'observation donne:

$$r_k = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l s_{k-\mathcal{T}_l} + b_k \quad (\text{II.4})$$

Où la phase de α_l est une variable aléatoire uniformément distribuée sur $[0; 2\pi[$. S'il n'y a pas de trajet direct, le module de α_l suit une loi de Rayleigh avec une variance $\sigma_{\alpha_l}^2$ et sa densité de probabilité est de la forme [39] :

$$p(\alpha_l) = \frac{\alpha_l}{\sigma_{\alpha_l}^2} e^{-\frac{\alpha_l^2}{2\sigma_{\alpha_l}^2}} \quad (\text{II.5})$$

S'il ya un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur, le module suivra une loi de distribution Rice [39]:

$$p(\alpha_l) = \frac{\alpha_l}{\sigma_{\alpha_l}^2} e^{-\frac{\alpha_l^2 + \zeta^2}{2\sigma_{\alpha_l}^2}} I_0\left(\frac{\alpha_l \zeta}{\sigma_{\alpha_l}^2}\right) \quad (\text{II.6})$$

Où ζ est un paramètre de non-centralité dû au trajet direct et $I_0(x)$ représente la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0 [39].

II.2.3 Effet Doppler

Quand l'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif avec une vitesse radiale constante, le signal reçu est sujet à un décalage constant de fréquence, appelé effet Doppler, proportionnel à cette vitesse et à la fréquence porteuse [39].

Un schéma simplifié de la modélisation des impacts de la transmission est présenté dans la figure II.2. Une composante de bruit $n(t)$ est généralement introduite dans le but de modéliser le bruit interne dû aux composants du système électronique. Il est supposé AWGN (Additif White Gaussian Noise) [39].

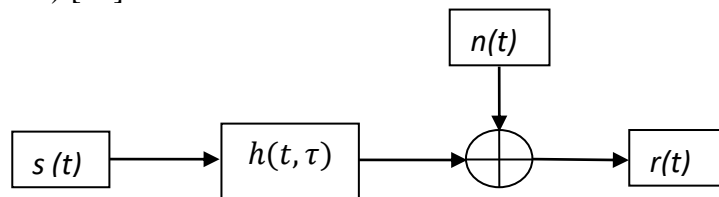


Figure II.2 : Schéma simplifié de la transmission

Dans le domaine temporel, le signal reçu s'écrit comme suit :

$$r(t) = s(t) \otimes h(t, \tau) + n(t) \quad (\text{II.7})$$

Au domaine fréquentiel, en appliquant la transformée de Fourier directe, on obtient :

$$R(f) = S(f) \cdot H(f, \tau) + \eta(f) \quad (\text{II.8})$$

II.3 La modulation OFDM

II.3.1 Définition

La modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est un type particulier de transmissions multi-porteuses dont l'originalité est de multiplexer l'information. OFDM est une technique de transmission de donnée analogique ainsi qu'une

solution efficace pour lutter contre les effets des trajets multiples. Cette technique divise la bande du système en un grand nombre de porteuse individuelle appelée sous-porteuse, ces dernières sont dites orthogonales [7]. La figure II.3 représente la chaine de transmission du system OFDM .

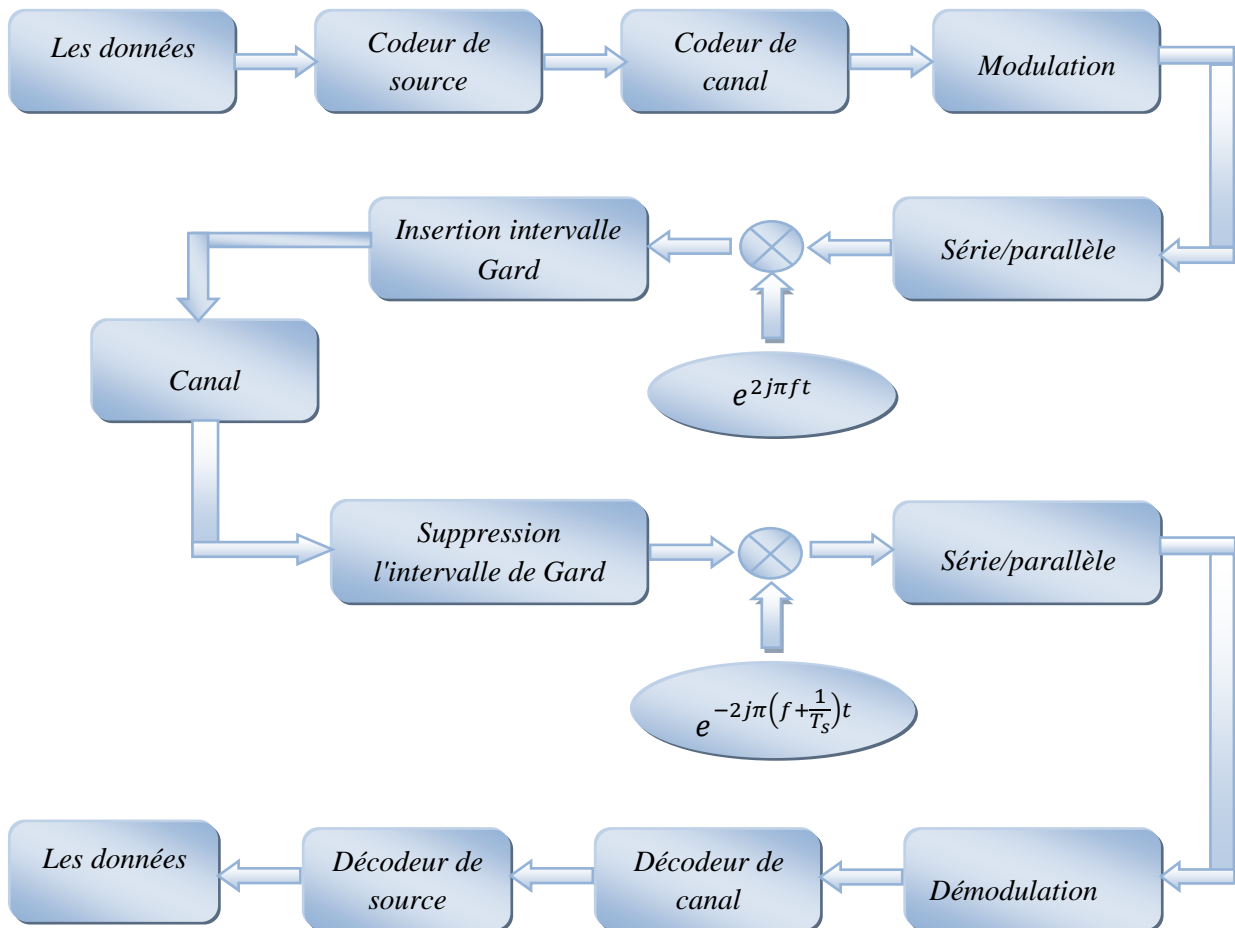


Figure II.3 : Chaîne de transmission du system OFDM

Dans l'hypothèse où les bandes passantes de ces sous porteuses sont suffisamment étroites, les distorsions induites par un canal sélectif en fréquence sont alors limitées à une simple atténuation sur chacune d'elles. Cette caractéristique représente un avantage certain pour cette modulation face à une transmission à porteuse unique, du fait de la simplicité du Système d'égalisation nécessaire en réception. En outre, la condition d'orthogonalité des sous-porteuses permet leur recouvrement réciproque sans interférence de l'une sur l'autre et accorde donc une haute efficacité spectrale au système. Enfin, les interférences entre sous-porteuses et les interférences entre trames induites par le canal étant fortement limitées, l'OFDM est une modulation particulièrement appréciée pour les transmissions sans-fil à hauts-débits [1].

Parmi les systèmes de modulation multi porteuse existants, l'OFDM (multiplexage par répartition orthogonale de fréquence) est le plus répandu. L'OFDM a attiré beaucoup d'attention parce que chaque signal de sous-porteuse peut être démodulé en absence d'interférence inter porteuse (ICI) et l'interférence inter symbole (ISI), qui est obtenue par la transmission de redondance sous forme d'un préfixe cyclique (CP) [14].

II.3.2 Principes de fonctionnement de l'OFDM

II.3.2.1 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 différents en même temps. Considérons une séquence de N données c_0, c_1, \dots, c_{N-1} Appelons T_s la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquence de N donnés. Chaque donnée C_k module un signal à la fréquence f_k [15]. Le signal individuel s'écrit sou forme complexe :

$$S_k(t) = C_k e^{2j\pi f_k t} \quad (\text{II.9})$$

Le signal S_t total correspondant a toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuel :

$$S_t = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi f_k t} \quad (\text{II.10})$$

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquence $1/T_s$ est alors

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad (\text{II.11})$$

Et

$$S(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{k t}{T_s}} \quad (\text{II.12})$$

Le schéma de principe de la modulation OFDM est donné par :

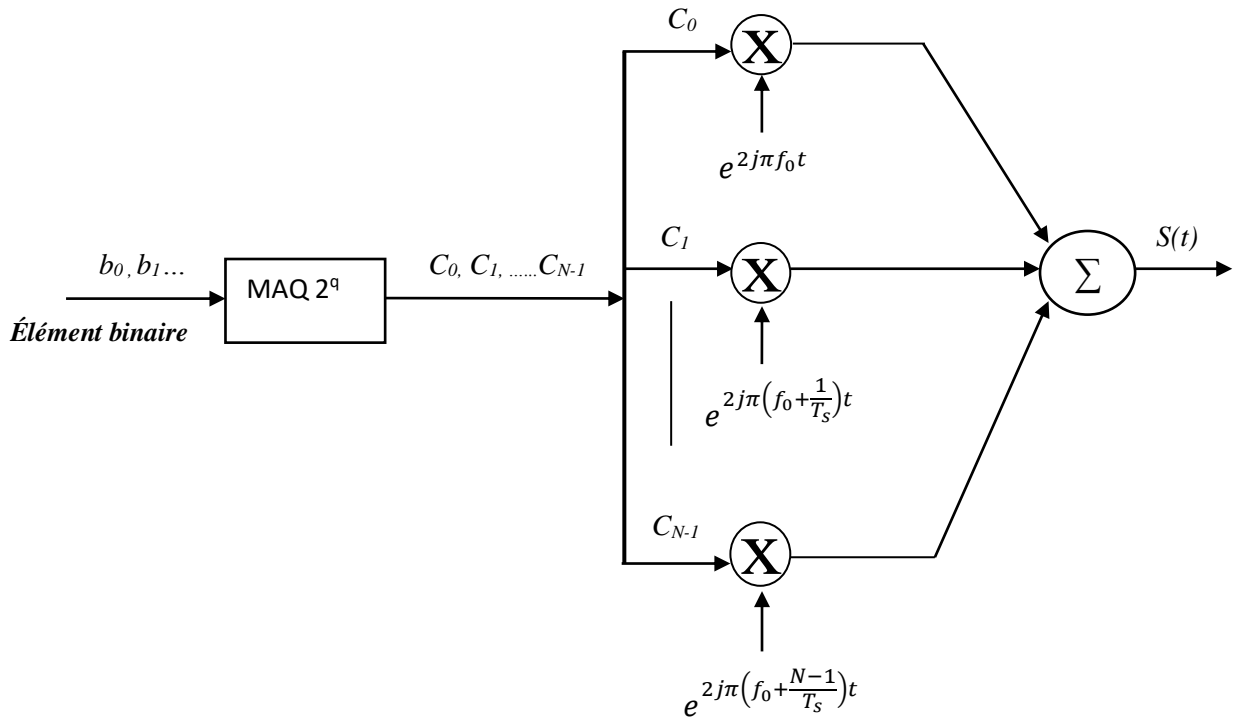


Figure II.4 : Schéma du principe de la modulation OFDM

Plus précisément les données numériques C_k sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation (mapping) de modulation d'amplitude en quadrature MAQ à plusieurs états (4, 16, 64, de façon générale à 2^q états). Ces données sont des symboles numériques. Il ne faut pas les confondre avec le symbole OFDM qui est un regroupement de N symboles numériques sur N porteuses [16][17] de l'équation (II.12) on peut déduire l'expression réelle du signal si : $C_k = a_k + jb_k$

$$s(t) = \operatorname{Re} \left(S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} (a_k + jb_k) e^{2j\pi (f_0 + \frac{k}{T_s})t} \right) \quad (\text{II.13})$$

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos \left(2\pi \left(\left(f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t \right) \right) - b_k \sin \left(2\pi \left(\left(f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t \right) \right) \quad (\text{II.14})$$

Nous allons déterminer le spectre du signal OFDM. Chaque porteuse modulant une donnée pendant une durée de T_s , son spectre est la transformée de Fourier de la fenêtre [15].

La figure II.5 montre les spectres des différentes porteuses.

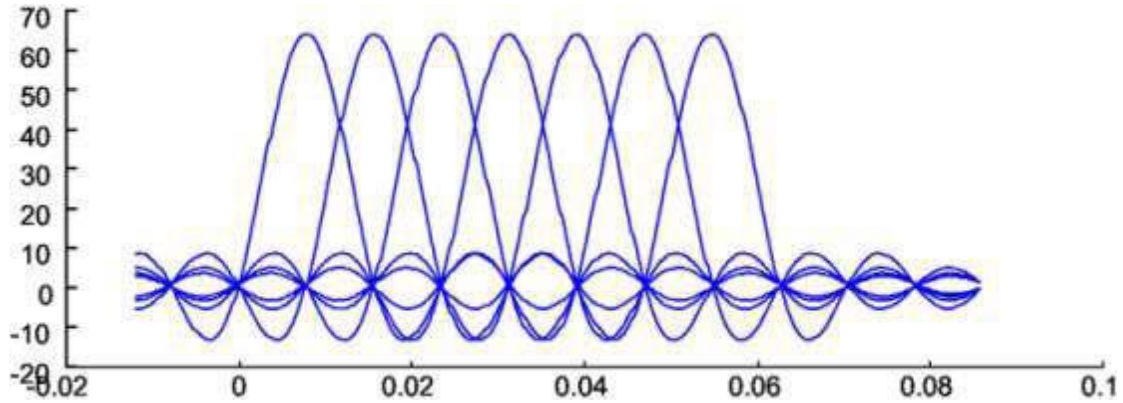


Figure II.5 : Spectres de différentes porteuses [15]

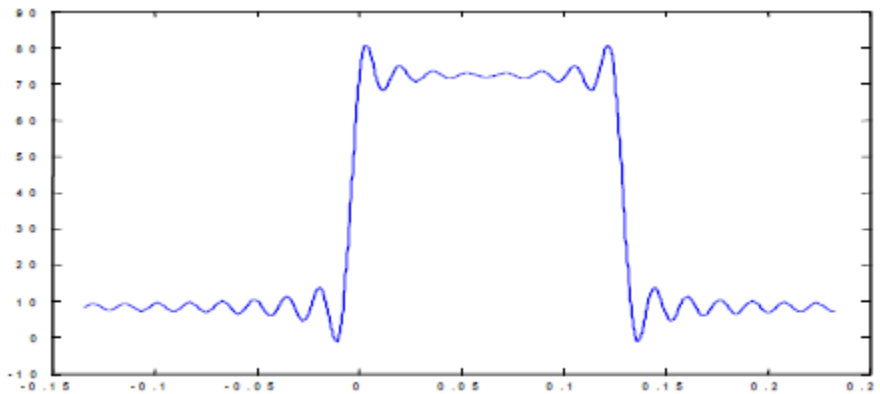


Figure II.6 : Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses [15]

Chaque porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée T_s , Son spectre est la transformés de fourrier de la fenêtre et le spectre total est la somme des spectres individuels. la figure II.5 montre que l'espacé entre chaque Sous-porteuse permet $1/T_s$, lorsque le spectre d'une sous porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres : c'est la condition d'orthogonalité. Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, Sans aucun interférences entre sou- porteuse si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous- porteuse. La figure II.6 montre que la bande occupée de façon optimum puisque le spectre est presque plat dans cette bande. la bande occupée est $B = N/T_s$.La réalisation suivant le Schéma de principe nécessiterait N modulateurs. Mais l'expression mathématique du signal (II.12)

montre qu'on peut le considérer comme la transformée de Fourier inverse des symboles Numériques C_k [17].

D'autre part, il est également nécessaire d'avoir la meilleure qualité de canal de transmission entre l'émetteur et le récepteur. Un canal à trajets multiples qui est l'objet de réflexion et de diffraction du signal transmis, peut alors, mener à une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et causer une dégradation considérable du système. Afin d'empêcher cette perte, un préfixe cyclique (CP) est rajouté au début du symbole OFDM. Un convertisseur Série / Parallèle (S/P) permet de convertir le train binaire périodique en données parallèles. La figure II.7 montre le schéma de transmission du système OFDM [14].

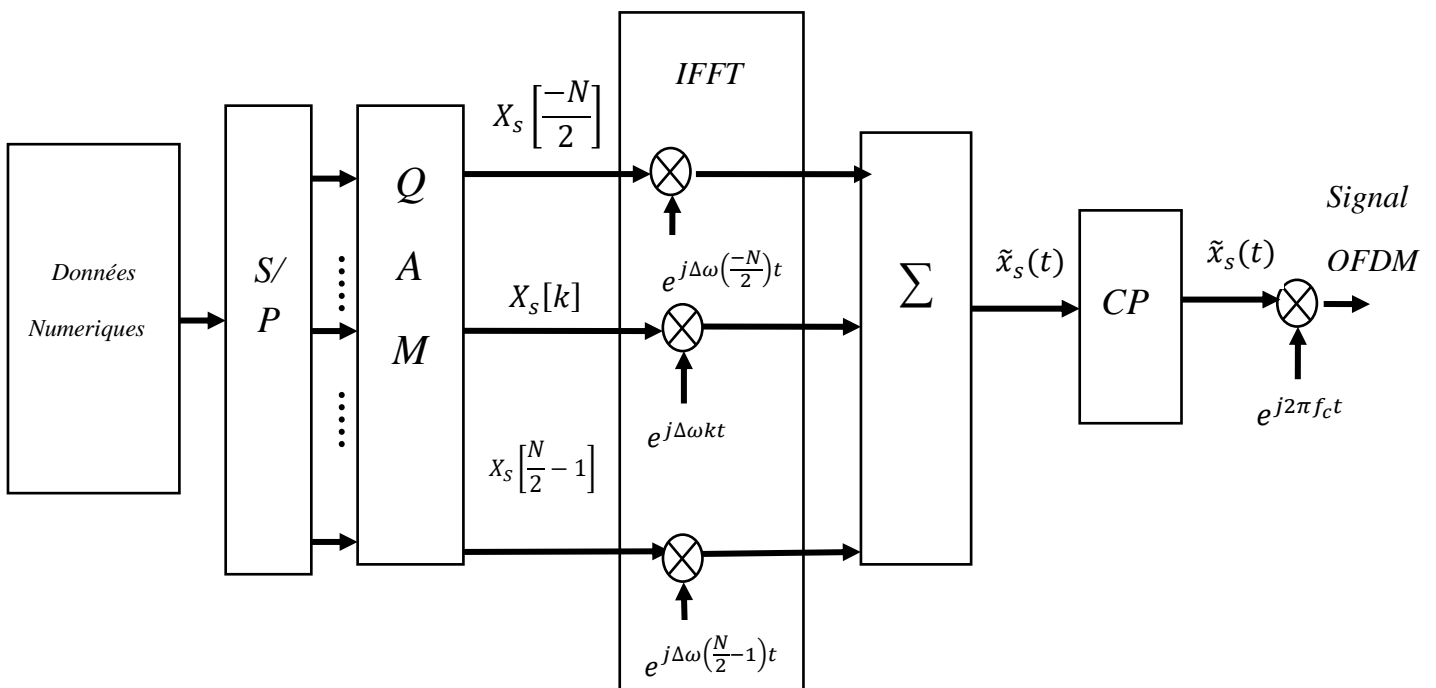


Figure II.7 : Schéma de transmission du système OFDM

Une transposition de fréquence est nécessaire avant de transmettre le signal OFDM dans un canal radio. Un canal radio peut être caractérisé par une bande de fréquences bien précise et, pour ne pas perturber les communications sur les autres canaux radio, il faut s'assurer que la transmission utilise seulement cette bande de fréquence. La transposition de fréquence, consiste donc à décaler la fréquence centrale du signal OFDM pour respecter les caractéristiques imposées par le canal. D'abord on sépare les parties réelles I et imaginaire Q d'un signal OFDM, ensuite, on effectue l'opération de filtrage et on transpose le spectre OFDM autour de la fréquence de l'oscillateur local [14].

II.3.2.2 La démodulation

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

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (\text{II.15})$$

$H_k(t)$ 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 ($T \ll 1/Bd$). La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuse suivant le schéma classique [17][18] :

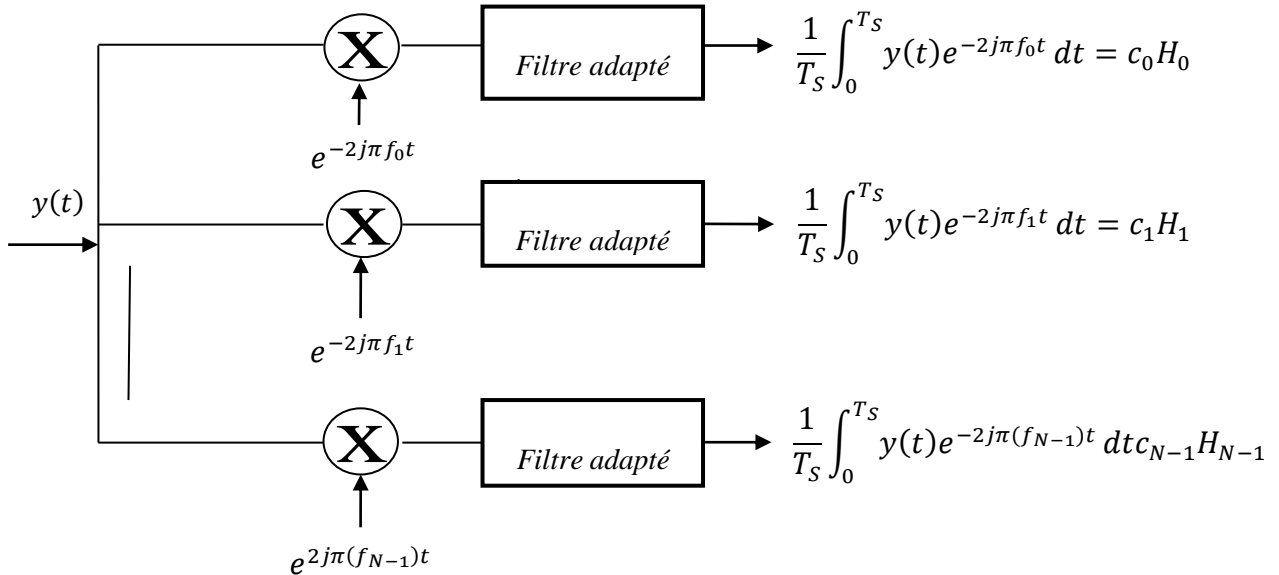


Figure II.8 : Schéma du principe du démodulateur

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\frac{1}{T} \int_0^{T_s} y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_s} C_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{1}{T_s} t} dt = c_i H_i \quad (\text{II.16})$$

Par ce que $\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{2j\pi(k-i)\frac{1}{T_s} t} dt = 0$ si $k \neq i$, si en pratique, comme pour la modulation, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de fourrier direct, ces TF peut être réaliser par l'algorithme FFT (direct) IFFT (inverse) [15].

II.3.3 L'orthogonalité

Les signaux sont orthogonaux s'ils sont mutuellement indépendants les uns des autres. L'orthogonalité est une propriété qui permet la transmission parfaite de plusieurs signaux d'information sur un canal commun et leur détection sans interférence. La perte d'orthogonalité entraîne le flou entre ces signaux d'information et la dégradation du canal de communication. Dans le domaine des fréquences, la plupart des systèmes FDM (Frequency Division Multiplexing) sont orthogonaux, car chacun des signaux émis est bien espacé en fréquence pour éviter les interférences. Les sous-porteuses d'un système OFDM sont espacées le plus proche possible les unes des autres, mais l'orthogonalité est maintenue [19].

Cet espacement étroit de sous-porteuses donne une naissance d'interférence inter porteuses (IIP) .les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité. La condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses , et d'éviter les interférences entre les sous-porteuses [23].

Deux signaux limités dans le temps ($0 \leq t \leq T_u$) sont orthogonaux s'ils satisfont les conditions de l'équation (II.17) .si l'on spécifie un espacement rigoureusement régulier de $F_u = 1/T_u$ entre les porteuses [20], ou T_u est la période (utile ou active) du symbole pendant laquelle le récepteur intègre le signal démodulé , les porteuses forment alors un ensemble orthogonal .

La $k^{\text{ème}}$ porteuse (en bande de base) peut s'écrire sous la forme :

$$S_k(t) = e^{jk2\pi t/T_u} \quad (\text{II.17})$$

Où, k/T_u et où les porteuses doivent satisfaire la condition d'orthogonalité:

$$\int_{\tau}^{\tau+T_u} S_k(t) * S_i(t) dt = \begin{cases} T_u, & k = i \\ 0, & k \neq i \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

C'est la procédure de démodulation d'une porteuse qui consiste à la multiplier par une porteuse de même fréquence puis on intègre le résultat. Toutes les autres porteuses donneront des battements qui se situent à des multiples entiers de W_u . Tous ces battements (brouilleurs) ont un nombre entier de cycles pendant la période d'intégration T_u . Leur intégrale est donc nulle [21].

On peut démoduler séparément toutes les porteuses sans aucune diaphonie mutuelle, simplement en choisissant leur espacement. Ainsi, on ne gaspille pas de spectre et les porteuses sont situées de manière à occuper la même largeur de spectre qu'une seule porteuse modulée avec toutes les données [23].

- **L'orthogonalité fréquentiel**

On peut percevoir la notion d'orthogonalité du signal OFDM dans le domaine fréquentiel. Chaque sous-porteuse OFDM a une réponse en fréquence sinus cardinal, $\sin(x)/x$. La forme sinus cardinal a un lobe principal étroit, avec de nombreux lobes latéraux [23].

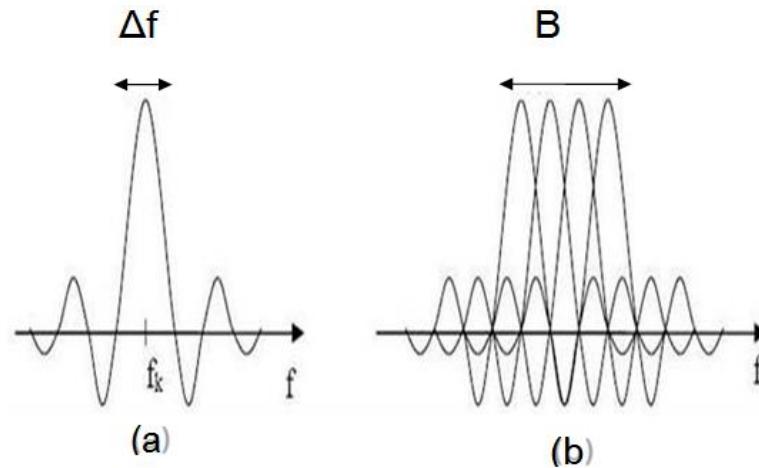


Figure II.9 : (a) Spectre d'une sous porteuse (b) Spectre d'un signal OFDM [23]

L'orthogonalité dans le domaine fréquentiel est réalisée lorsque le maximum de chaque sous-porteuse correspond à un 'zero' des autres. Cette condition permet ainsi d'avoir une occupation spectrale idéal et d'éviter les interférences entre sous-porteuses [18].

Le spectre total du signal OFDM est la somme des spectres individuels des différentes porteuses.

La figure II.9 (b) montre qu'alors, la bande en fréquence de façon optimum, puisque le spectre est presque plat dans cette bande. la bande occupée est à peu près :

$$B = N/Tu \quad (\text{II.19})$$

Chaque sous-porteuse occupe à peu près $1/Tu$

II.3.4 Conversion Série /Parallèle

Les données à transmettre prennent généralement la forme d'un flux de données en série. par conséquent, un étage de conversion S/P est nécessaire pour convertir le flux de bits série d'entrée en données parallèle à transmettre dans chaque symbole OFDM, comme le montre la figure II.10 [19].

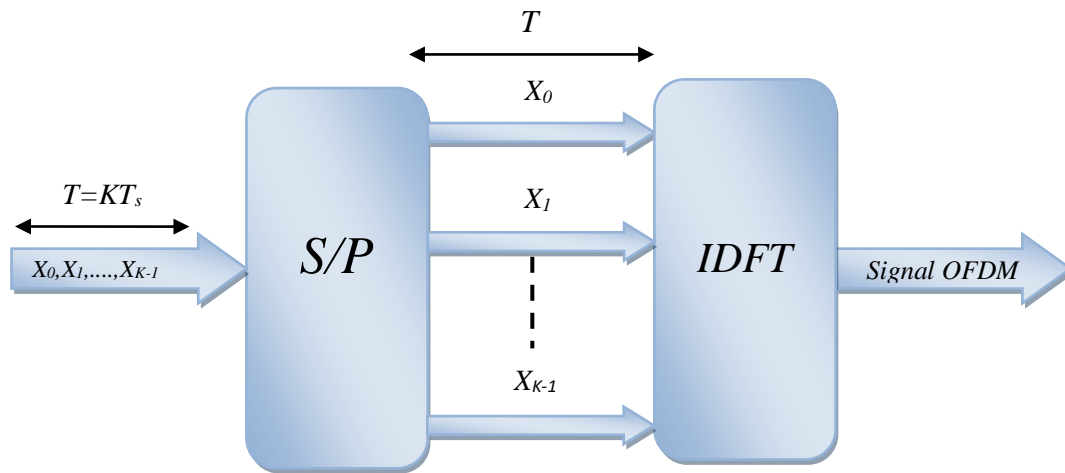


Figure II.10: Génération d'un signal OFDM par conversion S/P

Les données attribuées à chaque symbole dépendent du schéma de modulation utilisé et du nombre de sous-porteuses.

II.3.5 IFFT et FFT

Dans la pratique, les systèmes OFDM sont mis en œuvre en utilisant une combinaison de blocs de transformée de Fourier rapide (FFT) et de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) qui sont des versions mathématiquement équivalentes de la DFT et de l'IDFT, respectivement, mais plus efficaces à mettre en œuvre. Un système OFDM traite les symboles sources (par exemple, les symboles QPSK ou MAQ qui seraient présents dans un système à porteuse unique) à l'émetteur comme s'ils étaient dans le domaine fréquentiel. Ces symboles sont utilisés comme entrées d'un bloc IFFT qui amène le signal dans le domaine temporel. L'IFFT prend en compte N symboles à un moment où N est le nombre de sous-porteuses dans le système. Chacun de ces N symboles d'entrée a une période de symbole de T secondes. Rappelons que les fonctions de base d'une IFFT sont N sinusoïdes orthogonales. Ces sinusoïdes ont chacune une fréquence différente et la fréquence la plus basse est DC. Chaque symbole d'entrée agit comme un poids complexe pour la fonction de base sinusoïdale correspondante. Comme les symboles d'entrée sont complexes, la valeur du symbole détermine à la fois l'amplitude et la phase de la sinusoïde pour cette sous-porteuse. La sortie IFFT est la somme de toutes les N sinusoïdes. Ainsi, le bloc IFFT fournit un moyen simple de moduler les données sur N sous-porteuses orthogonales. Le bloc de N échantillons de sortie de l'IFFT constitue un seul symbole OFDM. La longueur du symbole OFDM est NT ou T est la période du symbole d'entrée IFFT [22].

Après quelques traitements supplémentaires, le signal dans le domaine temporel qui résulte de l'IFFT est transmis à travers le canal. Au niveau du récepteur, un FFT est utilisé pour traiter les données reçues et l'amener dans le domaine fréquentiel. Idéalement, la sortie FFT sera les symboles originaux qui ont été envoyés à l'IFFT à l'émetteur. Lorsqu'ils sont tracés dans le plan complexe, les échantillons de sortie FFT forment une constellation, comme la MAQ. Cependant, il n'y a pas de constellation pour le signal dans le domaine temporel. Ainsi, tout traitement du récepteur qui utilise le concept de constellation (comme le découpage de symboles) doit avoir lieu dans le domaine fréquentiel. Le schéma fonctionnel de la figure II.11 illustre le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel dans un système OFDM [23].

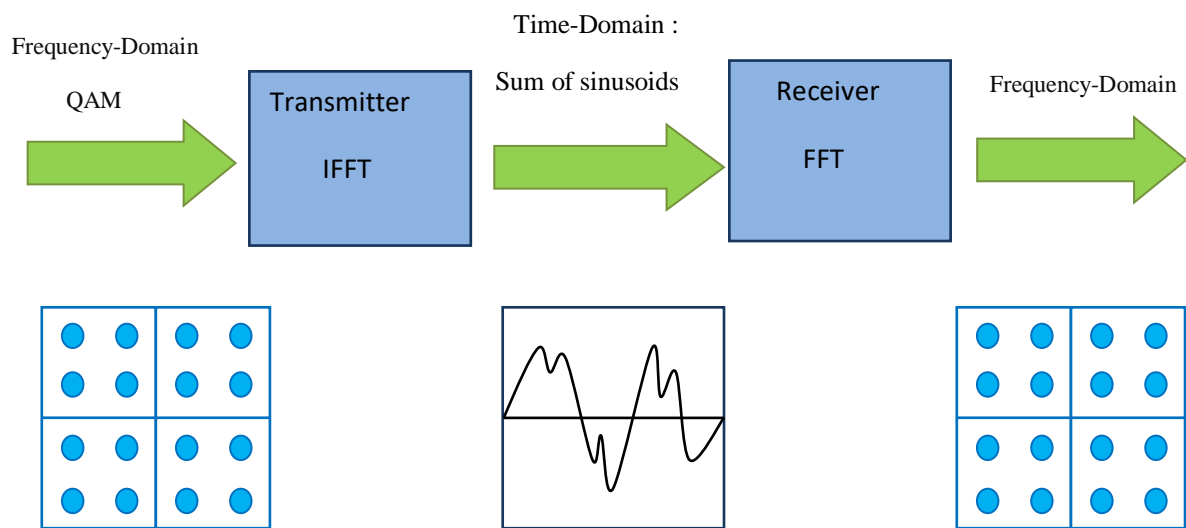


Figure II.11: Schéma fonctionnel d'un système OFDM simple [23]

II.3.6 Préfix Cyclique

Les symboles subissent des échos et un symbole émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés. Un symbole émis lors d'une période iTS peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période $(i-1)TS$. Il se produit alors des interférences. Il existe deux types d'interférences [28] :

- Interférences entre sous-porteuses (appelées ICI, Inter Carrier Interferences)
- Interférences entre trames (appelées aussi abusivement interférences entre symboles, ISI, Inter Symbol Interferences).

Dans le cas des systèmes OFDM avec préfixe cyclique, l'annulation de l'IES est réalisée en ajoutant un intervalle entre chaque symbole OFDM utile à la sortie de l'émetteur. Le préfixe cyclique est une copie de la fin du symbole OFDM qui est placée dans cet intervalle.

A la réception, le préfixe cyclique est supprimé avant d'effectuer la DFT. On constate que si la durée du préfixe cyclique T_{pc} est supérieure à la dispersion du canal Taux canal alors l'IES est complètement supprimée. De plus, les symboles OFDM reçus ne sont plus affectés par l'IEC car ils possèdent la propriété de convolution circulaire.

L'intervention est dénotée comme IEC, interférence entre canaux, depuis que les sous porteuses sont non plus orthogonales et perturbées avec l'un l'autre. Par conséquent, IEC peut manifester dans plus qu'un chemin, et quand il fait les symboles des données avec l'un l'autre qui résulte en IES [23].

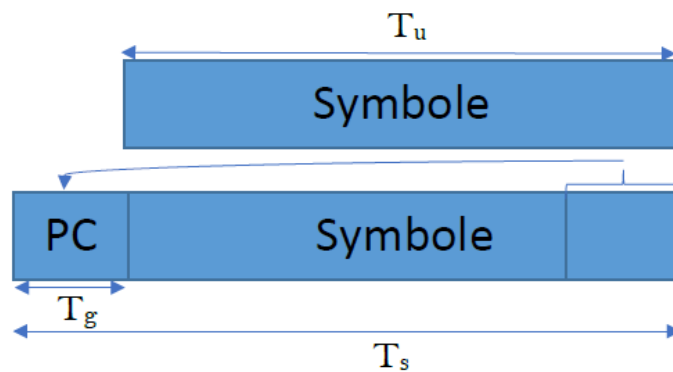


Figure II.12: Insertion de préfix cyclique [23]

II.3.7 La bande de garde

Le spectre du signal sur chaque sous-porteuse est une fonction sinus cardinal avec une bande de $2/T_s$. La densité de puissance spectrale d'un signal OFDM est alors la somme de plusieurs fonctions sinus cardinal décalées par conséquent, la puissance hors bande devient significative. Cette puissance provoque l'apparition de l'interférence entre canaux adjacents (ACI). Cela nécessite d'utiliser une bande de garde pour réduire l'effet de l'ACI dans un système OFDM. Deux techniques peuvent être utilisées pour réduire la puissance hors bande [24].

Un fenêtrage dans le domaine temporel du symbole OFDM par une fonction de type cosinus surélevé (RC: Raised Cosines). Une autre mesure est l'utilisation des porteuses virtuelles (VC: Virtual Carriers) qui sont des sous porteuses non utilisées placées aux deux bouts de la bande de transmission. Cependant, l'efficacité spectrale sera réduite de $N_u/2$ fois à cause des sous porteuses non utilisées, (N_u est le nombre de sous porteuses utilisées pour la transmission). Les deux techniques RC et VC peuvent être combinées pour combattre l'interférence entre canaux (ACI) [23].

II.3.8 Fenêtrage de signal OFDM :

Le signal OFDM est la somme de sous-porteuses modulées, pondérées par une fenêtre rectangulaire qui définit la durée de chaque symbole OFDM. La FFT de cette fenêtre possède un lobe principal et des lobes secondaires qui sont en dessous de celle de son lobe principal. La largeur du lobe central détermine la résolution spectrale de la fenêtre, donc sa capacité de se distinguer deux fréquences proches l'une de l'autre. L'amplitude des lobes latéraux détermine l'étalement spectral de la fenêtre. Ces lobes secondaires augmentent la largeur de bande du signal OFDM, dégradant l'efficacité spectrale [25].

Pour rendre le niveau des lobes secondaires aux limites acceptables, on utilise un filtrage du signal OFDM ou à utiliser sciemment du signal OFDM par une fenêtre de pondération dont la largeur du lobe principal et la position des lobes secondaires sont les caractéristiques fréquentielles [23]. Les fenêtres utilisées le plus couramment sont :

Hanning :

$$W(n) = 0.50 - 0.50 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad \text{pour} \quad n = 0 \dots N - 1$$

Hamming :

$$W(n) = 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad \text{pour} \quad n = 0 \dots N - 1$$

Blackman :

$$W(n) = 0.42 - 0.50 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N}\right) \quad \text{pour} \quad n = 0 \dots N - 1$$

Ces trois fonctions d'apodisation sont représentées sur la figure II.13 pour $N = 64$.

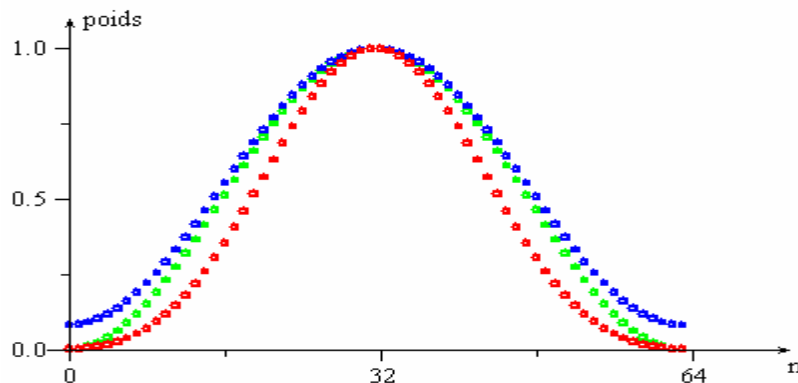


Figure II.13 : Fenêtres de pondération : Hanning en vert, Hamming en bleu et Blackman en rouge [44]

Leurs transformées de Fourier discrètes (ou fonction de transfert) correspondantes, Normalisées à 1 pour le gain maximum, sont présentées sur les figures II.14 et II.15, en échelle logarithmique (dB) pour mettre en évidence les lobes secondaires. La fenêtre de Blackman atténue fortement les lobes secondaires mais élargit le lobe principal. Il existe d'autres fenêtres de pondération.

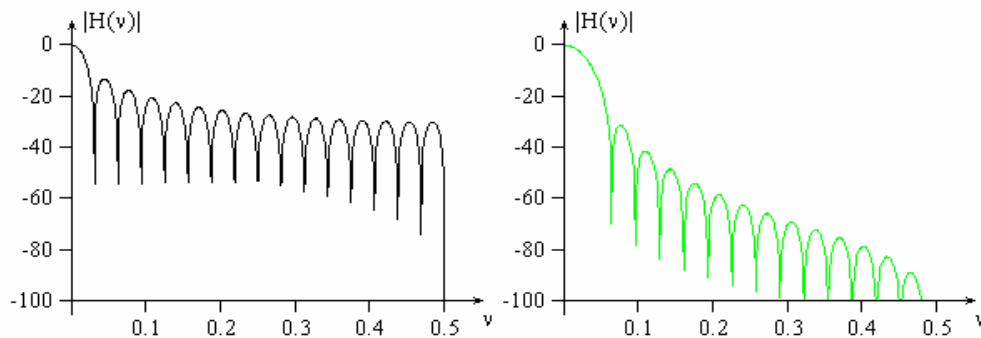


Figure II.14 : Fonctions de transfert en dB correspondant à la fenêtre naturelle (en noir à gauche) et à la fenêtre de Hanning (en vert à droite) [23]

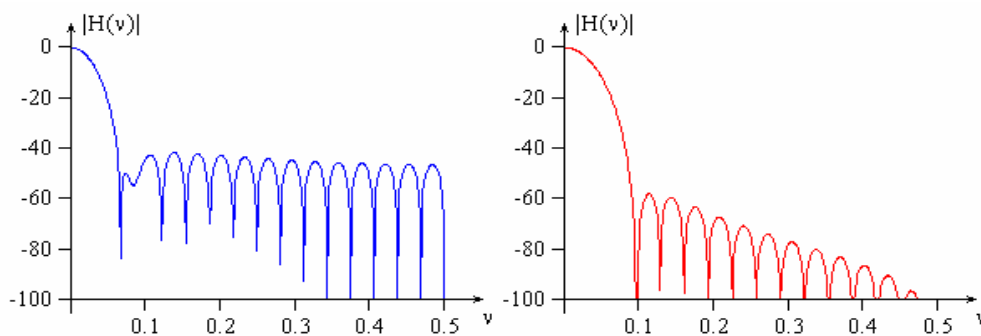


Figure II.15 : Fonctions de transfert en dB correspondant à la fenêtre Hamming (en bleu à gauche) et à la fenêtre de Blackman (en rouge à droite) [23]

Les fenêtres permettent de réduire la hauteur et l'énergie présent dans les lobes secondaires. la largeur du lobe principal et de le niveau des lobes secondaires pour ces différentes fenêtres sont données au Tableau II.1.

Type	Largeur du lobe principal (en F)	Niveau des lobes secondaires	penne
Hanning	$1.5/N$	-30 dB	-18 dB
Hamming	$2/N$	-40 dB	-6 dB
Blackman	$2.75/N$	-60 dB	-18 dB

Tableau II.1: Propriétés des fenêtres de pondération usuelle

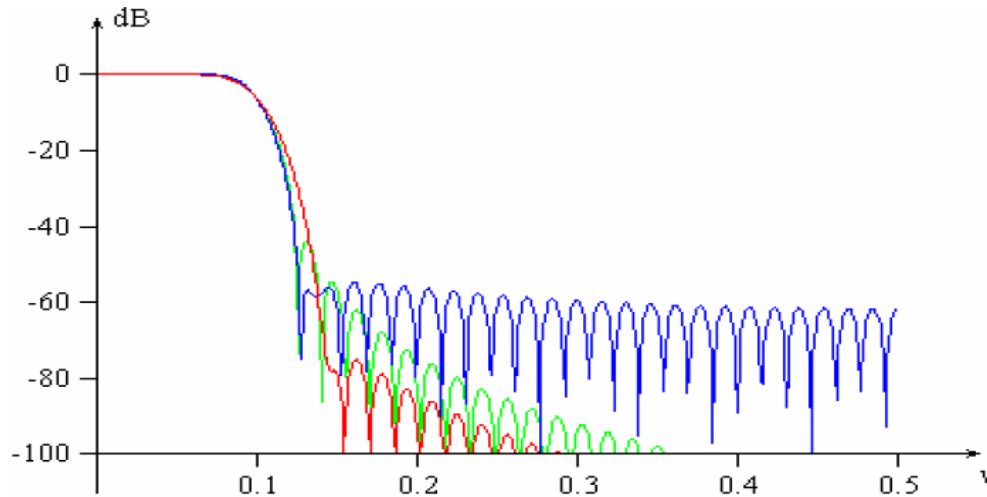


Figure II.16 : Fonction de transfert d'un filtre passe-bas numérique pondéré par Hanning(vert), Hamming (bleu) et Blackman (rouge) [23]

II.4 Problème des interférences

II.4.1 Interférence entre symboles (ISI)

Plusieurs mécanismes sont donc présents dans une transmission OFDM pour réduire les erreurs. L'intervalle de garde réduit les interférences entre deux symboles OFDM, dues aux trajets multiples. L'intervalle de garde est un délai introduit entre la transmission de deux symboles OFDM consécutifs afin d'absorber l'étalement des retards dus aux trajets multiple [41], dont la durée T_g doit être supérieure au retard maximum des signaux issus des trajets indirects. L'insertion de ce préfixe est présentée par la figure II.17. La partie utile de durée T_u de chaque symbole OFDM ne sera alors pas affectée par l'ISI.

Après l'insertion de l'intervalle de garde, l'espacement entre les sous-porteuses reste égal à $\Delta f = 1/T_u$ alors que la durée des symboles OFDM est augmentée à $T_s = T_g + T_u$ entraînant une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses. Cette orthogonalité peut être restaurée en réception sous réserve que durant le fenêtrage rectangulaire de durée T_u sur laquelle est appliquée la FFT, le nombre de périodes de chacun des signaux sinusoïdaux composant le signal OFDM soit entier [40].

Il existe deux techniques permettant de restaurer l'orthogonalité entre les sous-porteuses en réception. La première, appelée (préfixe cyclique : CP-OFDM) consiste à ajouter de la redondance au signal temporel à émettre, on place dans cet intervalle de garde une copie de la fin du symbole OFDM à transmettre [41].

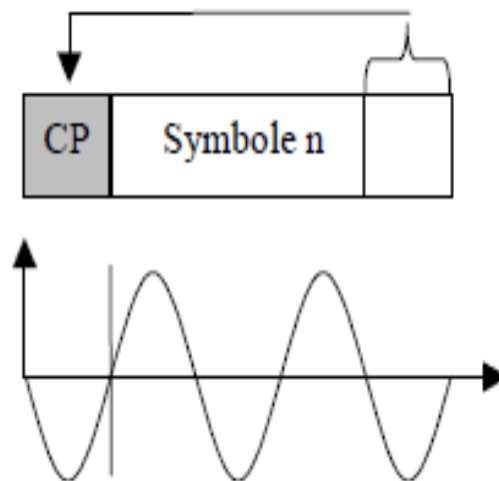


Figure II.17 : Insertion de préfixe cyclique

La seconde, appelée (Zero Padding : ZP-OFDM) consiste quant à elle à insérer des échantillons de valeur nulle entre les symboles OFDM [42].

En pratique on choisit pour la taille de cet intervalle de garde une durée de l'ordre du quart de celle d'un symbole OFDM, ce qui représente un bon compromis entre diminution des erreurs et perte de débit utile [40].

II.4.2 Interférence entre sous porteuses (ICI)

Si le préfixe inséré au début d'une trame OFDM est muet (sans aucun signal), des interférences inter porteuses vont se produire. Pour expliquer ce phénomène, il est beaucoup plus facile de raisonner dans le domaine fréquentiel plutôt que dans le domaine temporel, non échantillonné [40].

Prenons donc l'exemple d'une transmission OFDM à N sous-porteuses à travers un canal à deux trajets, dont le retard du trajet indirect est δ , inférieur à la longueur du préfixe T_g . La durée d'une trame OFDM sans son préfixe est, comme précédemment, notée T_u . Observons sur la figure II.18 les chronogrammes de deux "voies" particulières, correspondant aux sous-porteuses de fréquences respectives f_k et f_{k+1} [40].

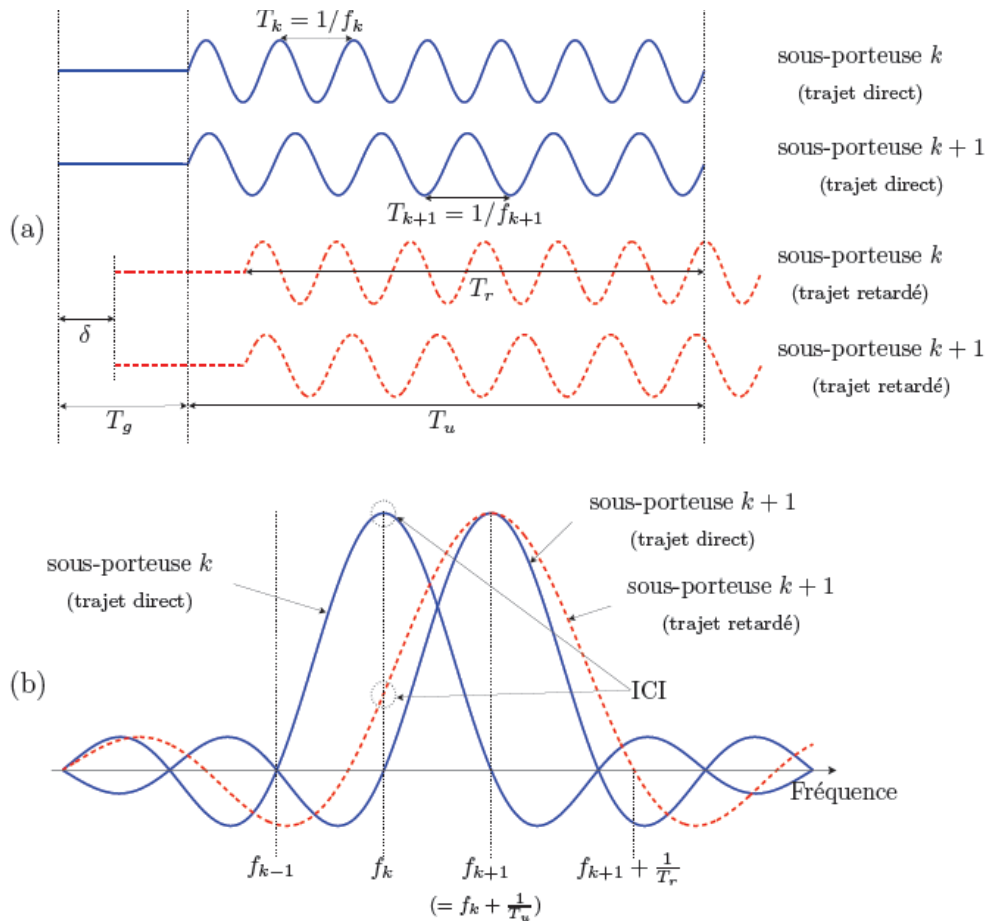


Figure II.18 : Interférence inter-porteuse (ICI) en OFDM dans les domaines : (a) Temporel et (b) Fréquentiel dans le cas d'un canal à deux trajets [42]

Dans la figure II.18 (a), les signaux k et $k+1$ issus soit du trajet direct, soit du trajet réfléchi sont représentés en fonction du temps. Il est important de noter que le décalage δ , dû au retard de trajet, modifie notablement l'allure du signal dans la fenêtre d'observation, de largeur T_u , liée à la référence d'horloge, puisque la sinusoïde n'est présente que sur une durée T_r [42].

En réception, après suppression du préfixe, on réalise la FFT sur la durée T_u de la trame OFDM, correspondant à la fenêtre visualisée sur la figure II.18 (a).

Trajet direct, la transformée de Fourier d'une sinusoïde de fréquence f_k , convolué par la fonction porte de largeur T_u , correspondra à un sinus cardinal s'annulant aux fréquences $f_k \pm \frac{1}{T_u}$, comme cité au paravent. Il en est de même pour la sous-porteuse f_{k+1} . Pour le trajet indirect, les signaux ayant subi une ou plusieurs réflexions, donc décalés dans le temps, la sinusoïde n'est présente que sur une durée $T_r < T_u$. Ceci entraînera une modification de la fonction caractérisant le contenu spectral de puissance du signal, dont les passages par zéro se

produiront donc pour des valeurs différentes de celles associées au trajet direct. Les diverses courbes de la figure II.18 (b) mettent clairement ce problème en évidence. Lors de l'échantillonnage, il n'y aura plus d'orthogonalité entre les sous-porteuses et on retrouvera des informations d'une sous-porteuse sur l'autre [40]. Afin d'éviter ces interférences, le préfixe ne doit pas être muet, mais être la copie des L derniers symboles de la trame OFDM. On parle dans ce cas de préfixe cyclique. L'avantage de cette copie est que chaque signal, issu d'un trajet multiple, possèdera toujours un nombre entier de sinusoides sur la durée T_u [43].

Dans le domaine fréquentiel et grâce au préfixe cyclique, la sommation des signaux de la sous-porteuse f_k issus des divers trajets ne détruit donc pas l'orthogonalité des sous porteuses, mais introduit seulement un déphasage. La valeur de L est choisie de telle façon que la durée des L symboles soit supérieure au retard maximum entre trajets [40].

II.5 Format d'onde pour OFDM

L'enveloppe complexe d'un bloc OFDM à fréquence radiofréquence (RF) avec forme impulsionnelle est exprimée comme :

$$x(t) = e^{j2\pi f_c t} \sum_{k=0}^{N-1} a_k p(t) e^{j2\pi f_k t} \quad (\text{II.20})$$

Où $j=\sqrt{-1}$, f_c est la fréquence du porteuse, f_k est la fréquence de la sous-porteuse de la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse, $p(t)$ est la fonction de mise en forme de l'impulsion à durée limitée, et a_k où $k= 0,1, \dots N-1$ est le symbole de données transmis sur la sous-porteuse $k^{\text{ème}}$. Nous supposons a_k que Signifie zéro et énergie symétrique moyenne normalisée. Nous supposons en outre que les symboles de données ne sont pas corrélés. C'est

$$E[a_k a_m^*] = \begin{cases} 1, & k = m \\ 0, & k \neq m \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Où a_m^* désigne le conjugué complexe de. On a aussi :

$$f_k - f_m = \frac{k - m}{T} \quad (\text{II.22})$$

Pour assurer l'orthogonalité de la sous-porteuse

$$\int_{-\infty}^{+\infty} p(t) e^{j2\pi(f_k - f_m)t} dt = \begin{cases} 1, & k = m \\ 0, & k \neq m \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Où $1/T$ est requis l'espacement minimum de la fréquence de la sous-porteuse. L'équation (II.24) indique également la condition importante que la transformée de Fourier de la impulsion devrait avoir des nuls spectrales aux fréquences pour assurer l'orthogonalité de la sous-porteuse. Nous considérons ici deux impulsions limitées dans le temps. Soit, et désignons le pouls rectangulaire, l'impulsion de cosinus élevé (dans le domaine temporel).

$$P_r(t) = \begin{cases} \frac{1}{T}, & -\frac{T}{2} \leq |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

$$P_{rc}(t) = \begin{cases} \frac{1}{T} & 0 \leq |t| \leq \frac{T(1-\alpha)}{2} \\ \frac{1}{2T} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi}{\alpha T} \left(|t| - \frac{T(1-\alpha)}{2} \right) \right] \right\} & \frac{T(1-\alpha)}{2} \leq |t| \leq \frac{T(1+\alpha)}{2} \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

La puissance moyenne sur les différentes séquences :

$$\overline{\sigma_{ICI}^m} = \sum_{\substack{k \neq m \\ k=0}}^{N-1} \left| p \left(\frac{k-m}{T} + \Delta f \right) \right|^2 \quad (\text{II.26})$$

Le rapport signal sur interférence SIR :

$$\text{SIR} = \frac{|P(\Delta f)|^2}{\sum_{\substack{k \neq m \\ k=0}}^{N-1} \left| P \left(\frac{k-m}{T} + \Delta f \right) \right|^2} \quad (\text{II.27})$$

II.6 Avantages et inconvénients de l'OFDM

II.6.1 Avantages

- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel. Ceci est principalement dû au fait que dans l'OFDM, les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.
- Les techniques OFDM ont une très grande flexibilité dans l'allocation du débit dans un contexte multi utilisateurs. En effet, en fonction de la valeur du gain instantané du canal, chaque sous porteuse peut être codée indépendamment des autres porteuses.
- Un codage et entrelacement adapté permet d'améliorer de façon importante le taux d'erreur.
- Ne nécessite pas d'égalisation mais une simple estimation périodique de la réponse du canal [26].

II.6.2 Inconvénients

- Les techniques multi porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque sous porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses. contrairement aux modulations mono porteuses, où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles.
- Plus les perturbations s'amplifient, plus la technologie perd de son intérêt car il faut alors mettre en place des méthodes de filtrages ou de codages qui réduisent grandement les débits.
- L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence (Frequency offset) et de synchronisation. En effet, la fréquence offset engendre des interférences ICI qui peuvent détruire l'orthogonalité entre sous porteuses.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, après avoir abordé les canaux a trajet multiple et les perturbations causées par ces trajets multiples, nous avons présenté la technique OFDM : leurs principes de fonctionnements, ainsi l'orthogonalité entre les sou-porteuses et l'intervalle de garde. Cette technique apporte une solution efficace au problème due à la transmission a haute débit et ceci en divisant la bande de transmission en N sous bande orthogonale.

On fera dans le chapitre suivant, une généralisation sur la technique de modulation FBMC.

Chapitre III

*La modulation multi porteuse à base de
banc de filtre (FBMC)*

III.1 Introduction

L'OFDM présente quelques inconvénients majeurs comme l'insertion de l'intervalle de garde, un niveau très élevé des lobes latéraux entraînant une fuite de puissance entre les différentes sous-porteuses. La technique OFDM va, alors, être moins utilisée au profit des techniques multi-porteuses à base de banc de filtres appelées FBMC fait partie des candidats les plus prometteurs pour la futur 5G.

Les systèmes basés sur la modulation FBMC sont complexes par rapport à l'OFDM. Pour garantir une communication sans interférence, il est également conserve les avantages de l'OFDM.

III.2 La modulation FBMC

III.2.1 Définition

La FBMC est une technique multi-porteuse qui utilise un réseau de filtres à l'émission et à la réception, des filtres de synthèse et d'analyse spécifiques, ainsi qu'une transformée de Fourier inverse rapide (IFFT) en tant que modulateur et transformée de Fourier rapide (FFT) en tant que démodulateur [27]. Un émetteur-récepteur générique à porteuse multiples avec des bancs de filtre est représenté sur la figure III.1.

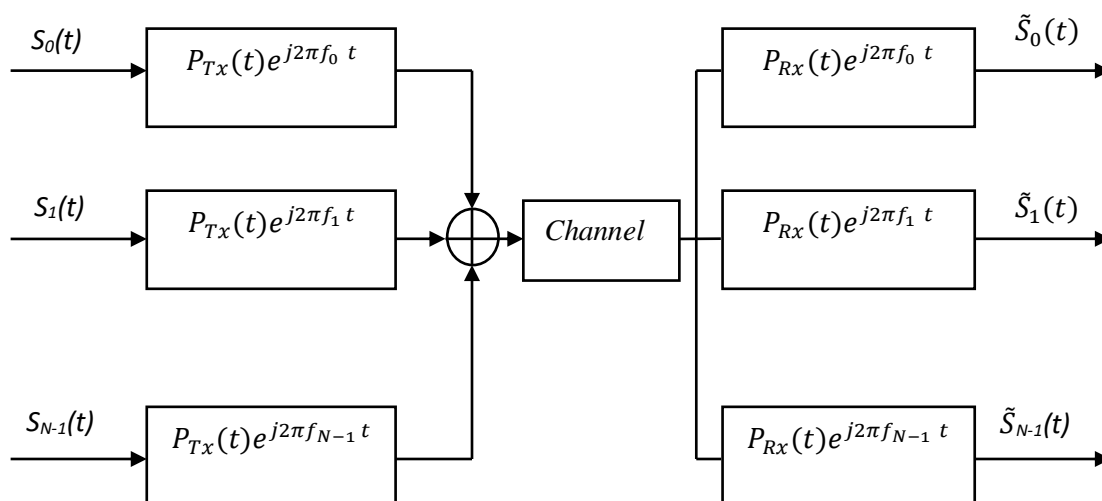


Figure III.1 : Un émetteur-récepteur générique à porteuse multiples avec des bancs de Filtres

L'entrée du système est donnée par :

$$S_i(t) = \sum_n S_i[n] \delta(t - nT) \quad (\text{III.1})$$

Si $[n]$ représente les symboles de données, à savoir l'indice de sous-porteuse.

- L'espacement temporel entre les symboles est noté T .
- Dans la figure pTx et pRx désignent les filtres prototypes de synthèse et d'analyse.
- Le type de filtre utilisé est l'une des plus grandes différences entre OFDM et FBMC, OFDM utilise une impulsion rectangulaire de hauteur 1 avec une durée T pour la transmission et la réception.

Du côté récepteur, la durée de pRx est réduite lorsqu'elle est passée à travers le bloc FFT car elle est plus petite que T et sa durée est égale à l'inverse de l'espacement de fréquence entre les sous-porteuses. De nombreuses études ont été réalisées pour concevoir un filtre optimal pour FBMC et celle utilisée dans cette étude est le filtre prototype fourni par PHYDAS [27].

Dans le FBMC, T est toujours égal à T_{FFT} mais la durée de pTx et pRx peut être supérieure à T , ce qui fait que les symboles successifs se chevauchent. En se référant à nouveau à la figure III.1, Le signal d'émission global peut être considéré comme :

$$x(t) = \sum_n \sum_{i=0}^{Ne-1} S_t[n] P_{T_x}(t - nT) e^{j2\pi(t-nT)f_i} \quad (\text{III.2})$$

Le $x(t)$ désigne un groupe de sous-porteuses limitées dans le temps, composées de de valeur complexe et leur amplitude échelonnée par $s_i[n]$. En outre, chaque sous-porteuse est passée à travers une banque de filtre représentée par pTx pour générer le signal d'émission. Par conséquent, en supposant des conditions de canal idéales, le signal reçu $y(t)$ serait identique au signal transmis $x(t)$ [27].

III.2.2 Bancs des filtres

Le banc de filtre est un tableau de M filtres, il est supposé regrouper M signaux sur M lignes distinctes à l'arrivée, il restitue à chaque ligne M signaux.

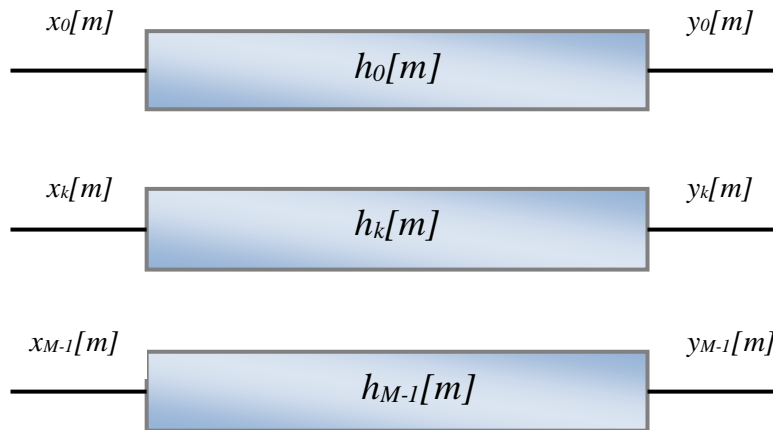


Figure III. 2 : Un exemple d'un banc de filtre

Il existe deux types de banc de filtre (AFB, SFB), l'AFB c'est un banc de filtre à une seule entrée qui se divise après sur M signaux. D'autre part le SFB a plusieurs entrées/sorties qui dépendent du nombre M de signaux avec une seule sortie [28].

III.2.2.1 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 tous ces blocs est appelé comme banque de filtres d'analyse [29] comme le montre la figure III.3.

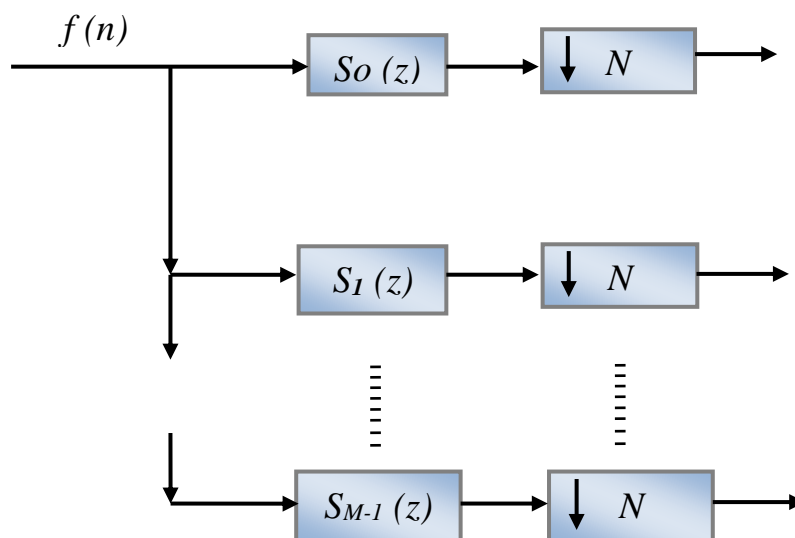


Figure III.3: Banque de filtres d'analyse

III.2.2 Banque de filtres de synthèses

Ce système qui comprend tous ces blocs est appelé banque de filtre de synthèse [30] comme le montre la figure III.4.

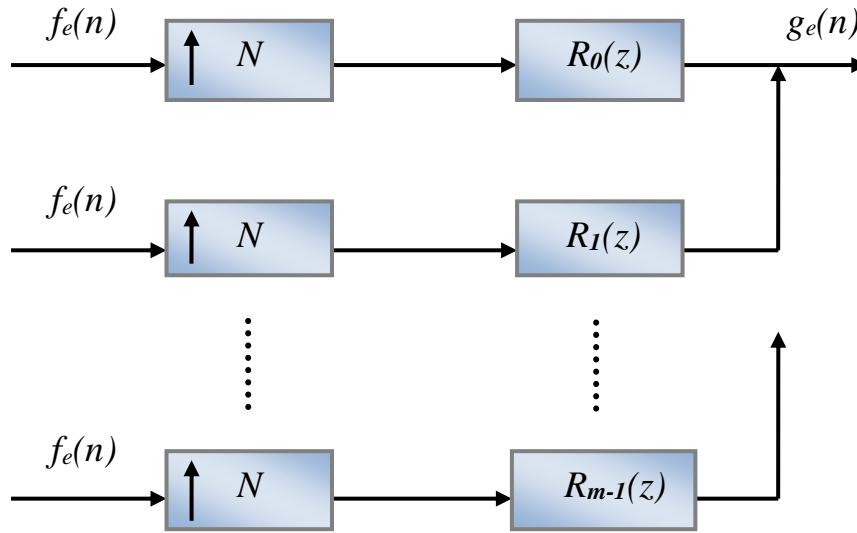


Figure III.4 : Banques de filtres de synthèse

III.2.3 Filtre prototype

Selon la théorie de Nyquist (Condition d'absence d'IES), la réponse impulsionnelle d'un filtre utilisé dans un système de communication doit être à l'axe zéro pour toutes les périodes de symbole et leurs multiples entiers respectifs. Ce principe est réalisé dans le domaine de la fréquence en utilisant une condition d'asymétrie appliquée à la demi- Fréquence d'arrêt. Pour concevoir et mettre en œuvre un tel filtre, il faut tenir compte de ses coefficients de fréquence. Dans un émetteur récepteur, le filtre de Nyquist est divisé en deux moitiés. Une moitié pour l'émetteur et l'autre moitié pour le récepteur. Le filtre prototype PHYDAS utilisé pour cette étude est un filtre à 4 canaux avec les coefficients de fréquence fournis par le tableau III.1 pour $K = 2,3$ et 4 [14].

La réponse impulsionnelle du filtre est donnée à titre PHYDYAS :

$$h(t) = \left\{ \frac{1}{\sqrt{A}} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^k H_k \cos\left(\frac{2\pi kt}{KT}\right) \right] \right\} t \in [0, KT] \quad (\text{III.3})$$

A est la constante de normalisation :

$$A = KT \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{k-1} H_k^2 \right] \quad (\text{III.4})$$

Coefficients du filtre prototype PHYDYAS sont donnés par le tableau suivant [31]:

K	H ₀	H ₁	H ₂	H ₃
2	1	0.707106	-	-
3	1	0.911438	0.411438	-
4	1	0.971960	0.707106	0.235147

Tableau III.1: Coefficients du filtre prototype PHYDYAS [31]

La figure III.5 montre la réponse impulsionnelle du filtre prototype PHYDAS en utilisant les coefficients de fréquence fournis dans le tableau 1 pour K = 4 avec 16 sous-porteuses.

On peut voir que les ondulations observées hors bande sont presque négligeables, ce qui dépeint la haute sélectivité de cette conception de filtre spécifique [27].

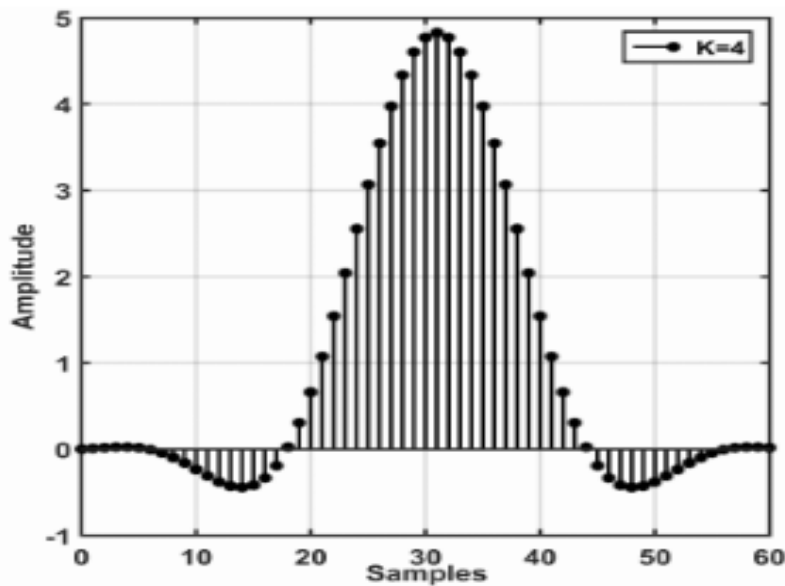


Figure III.5 : Réponse d'impulsion de filtre de prototype.(K = 4, sous-porteuses = 16)

III.2.4 Modulation multi- porteuses à base de filtre prototype PHYDAS

La figure III.6 présente le schéma synoptique d'une transmission FBMC

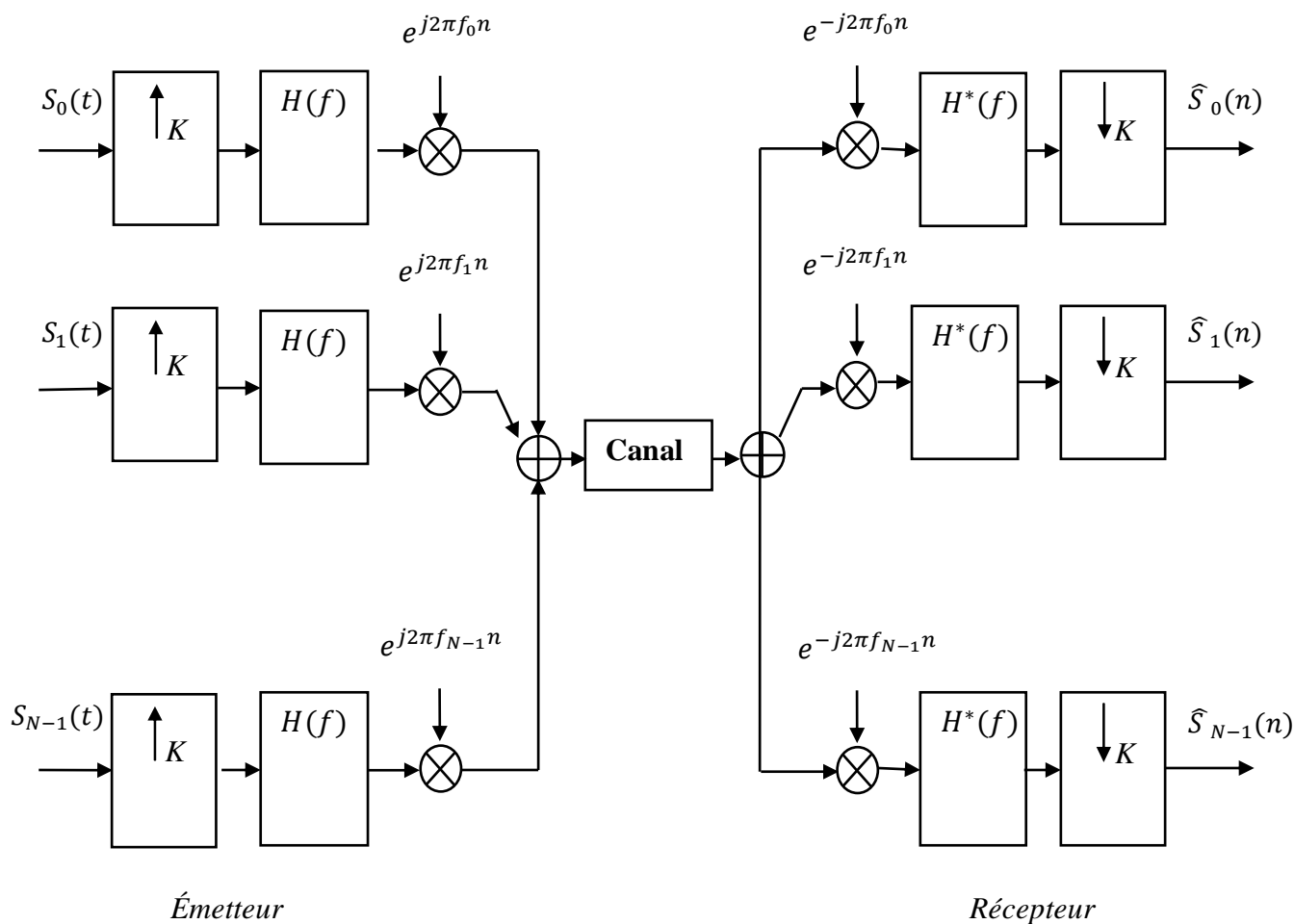


Figure III.6 : Schéma synoptique d'une transmission FBMC [32]

III.2.4.1 Méthode FMT

La FMT utilise des bandes de sous-porteuse sans chevauchement. Les symboles de données sont en quadrature modulé en amplitude (QAM). Des bandes de garde sont utilisées pour séparer les bandes de sous-porteuses. Il en résulte une certaine perte d'efficacité de la bande passante. La FMT suit les simples principes du multiplexage par répartition en fréquence classique (FDM). Les bandes de sous-porteuses ne chevauchent pas. La figure III.7 présente la répartition en fréquence de la FMT sans chevauchement [14].

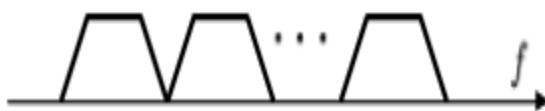


Figure III.7 : Répartition en fréquence de la FMT sans chevauchement [32]

Pour permettre une mise en œuvre efficace basée sur les structures polyphasées. Certaines restrictions sur la position des bandes de sous-porteuse sont imposées. Un filtre prototype est utilisé pour toutes les bandes de sous porteuses. Les symboles transmis, en général sont QAM, $H(f)$ et $H^*(f)$ sont une paire des filtres de Nyquist. Un choix de $K > N$ permet d'ajouter des bandes de garde entre les bandes de sous-porteuse. N étant le nombre de sous porteuses (symbole) et K le nombre d'espace entre les sous porteuses. La figure III.8 présente le principe de la méthode FMT à l'émission [14].

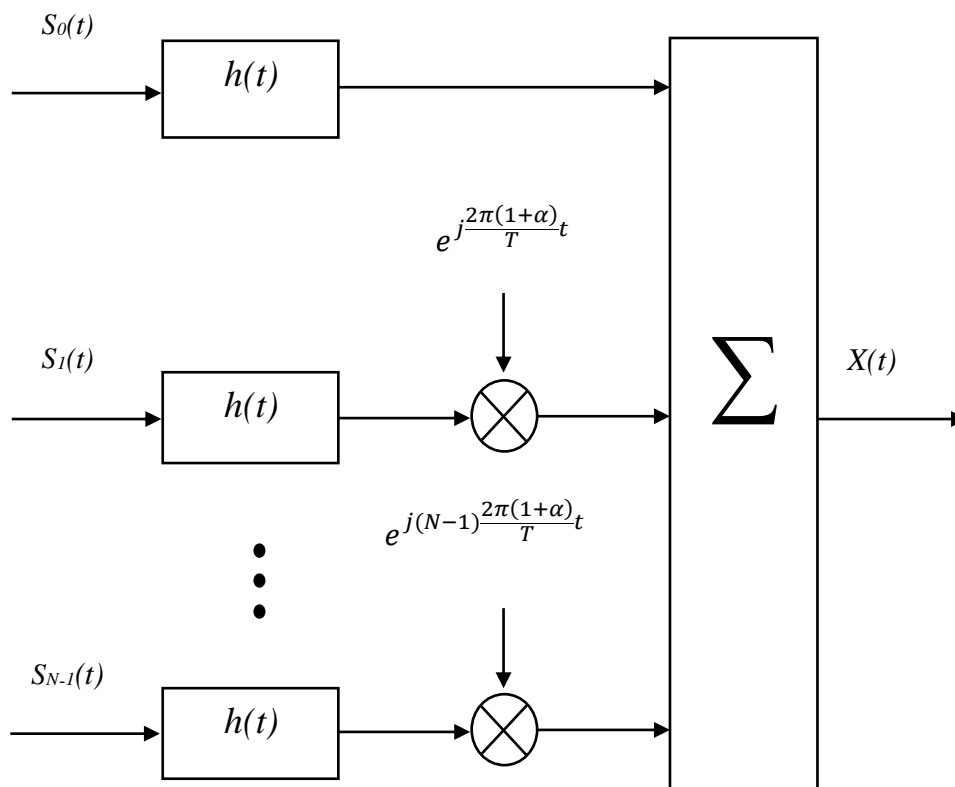


Figure III.8 : Principe de la méthode FMT à l'émission [32]

La figure III.9 montre le principe de la méthode FMT à la réception.

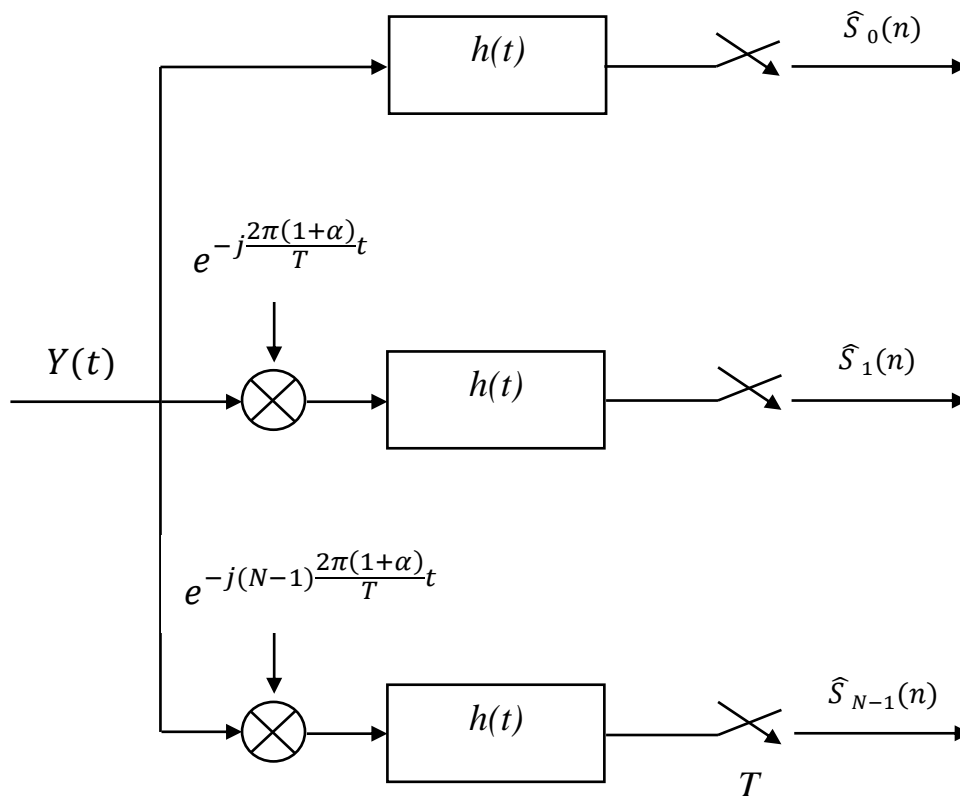


Figure III.9 : Principe de la méthode FMT à la réception [32]

III.2.4.2 Méthode OQAM /SMT

La méthode SMT permet le chevauchement des bandes adjacentes. Les bandes de sous-porteuse sont au maximum chevauchées, donc minimalement espacées. Nous avons alors maximisé l'efficacité de la bande passante ($K = N$).

La figure III.10 présente la répartition en fréquence de la SMT avec chevauchement [14].

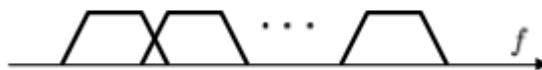


Figure III.10 : Répartition en fréquence de la SMT avec chevauchement [32]

Les symboles transmis sont OQAM composées en phase et en quadrature ont un décalage de la moitié de l'intervalle de symbole (figure III.11) du temps, à savoir, le temps échelonné. Si les chevauchements sont limités aux bandes adjacents et $H(f)$ et $H^*(f)$ sont une paire de filtres de Nyquist, la séparation des symboles de données à la sortie du récepteur est garantie. Les égaliseurs sont nécessaires après décimateurs au niveau du récepteur [33].

En raison des propriétés avantageuses de la FBMC, le rendement de bande spectrale sera plus efficace que le signal OFDM. Avec l'utilisation d'une modulation QAM à décalage, qui se produit sans perte de débit de données, où les valeurs réelles et imaginaires des données sont décalées par la moitié de la durée du symbole.

Avant la transmission, des symboles se chevauchent d'une manière telle qu'ils peuvent être séparés au niveau du récepteur en raison du fait que la batterie de filtres est conçue pour satisfaire au critère de Nyquist afin de minimiser l'interférence inter-symbole [34].

Cela permet d'obtenir un espacement bauds entre sous - porteuse adjacente, et nous pouvons encore récupérer les symboles d'information, qui est exempt de l'interférence inter Symbole (ISI) et de l'interférence inter Carrier (ICI). Dans ce procédé, contrairement à l'OFDM, l'absence du préfixe cyclique est le nécessaire pour résoudre le problème d'ISI et ICI. Ainsi, la méthode OQAM est plus efficace que la bande passante OFDM [31].

À l'émetteur, le flux de données $x = (x [0], x [1], x [2], \dots x [N-1])$ est d'abord converti de série en parallèle des séquences S_k :

$$S_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_k[n] \delta(t - nT) \quad (\text{III.5})$$

$$S_k[n] = S_k^I [n] + jS_k^Q [n] \quad (\text{III.6})$$

La figure III.11 présente la chaîne d'émission de la modulation OQAM.

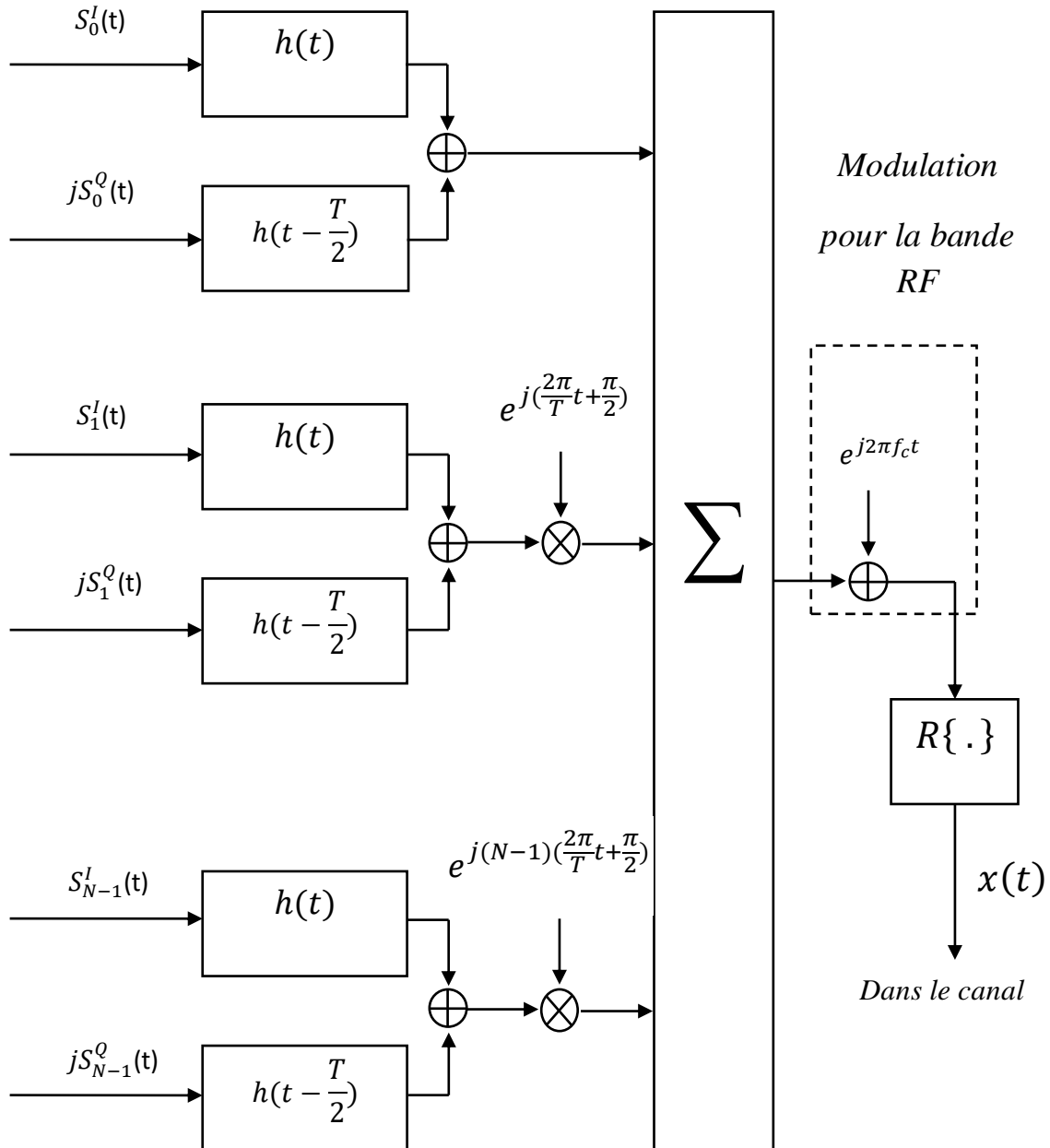


Figure III.11 : La chaîne d'émission de la modulation OQAM [35]

Le signal Y transmis est composé de K symboles successifs, comme la somme de m formes d'onde modulée en amplitude [14].

La figure III.12 présente la chaîne de réception de la modulation OQAM.

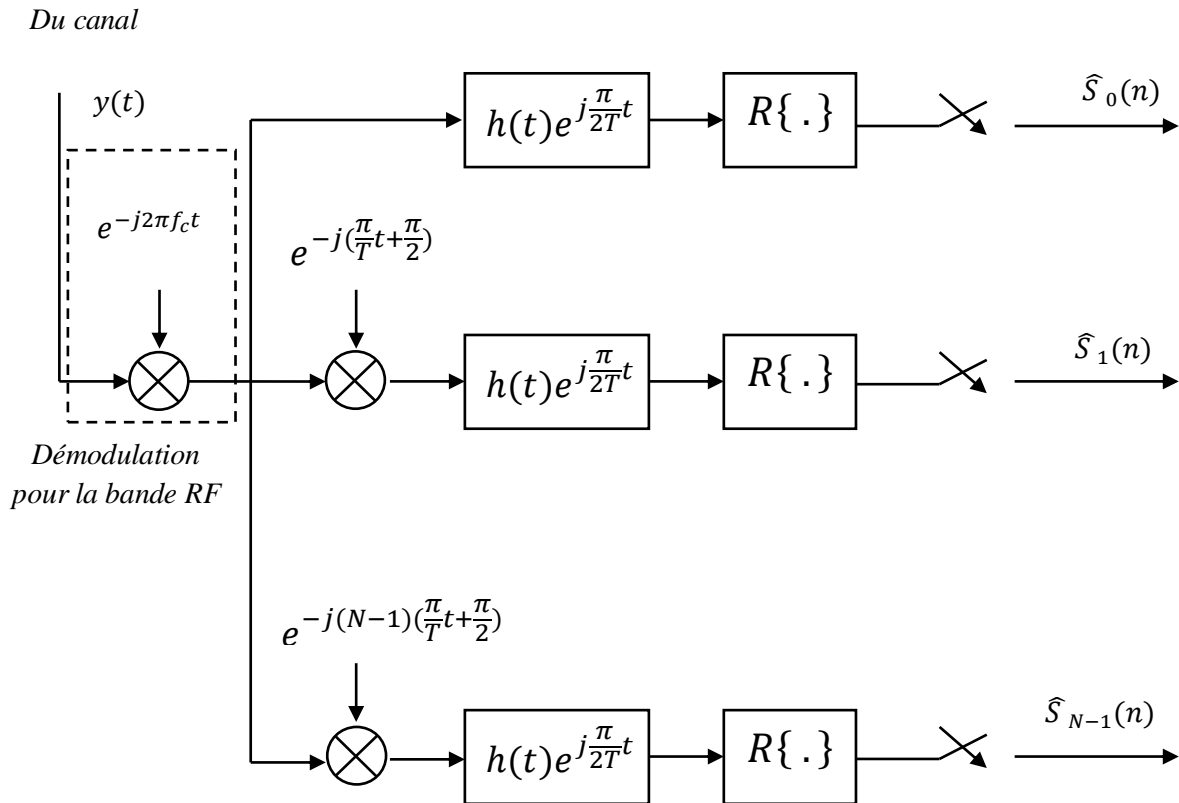


Figure III.12 : Chaîne de réception de la modulation OQAM [35]

La figure III.13 présente l'Interférence Inter Symbole (ISI) de la modulation OQAM

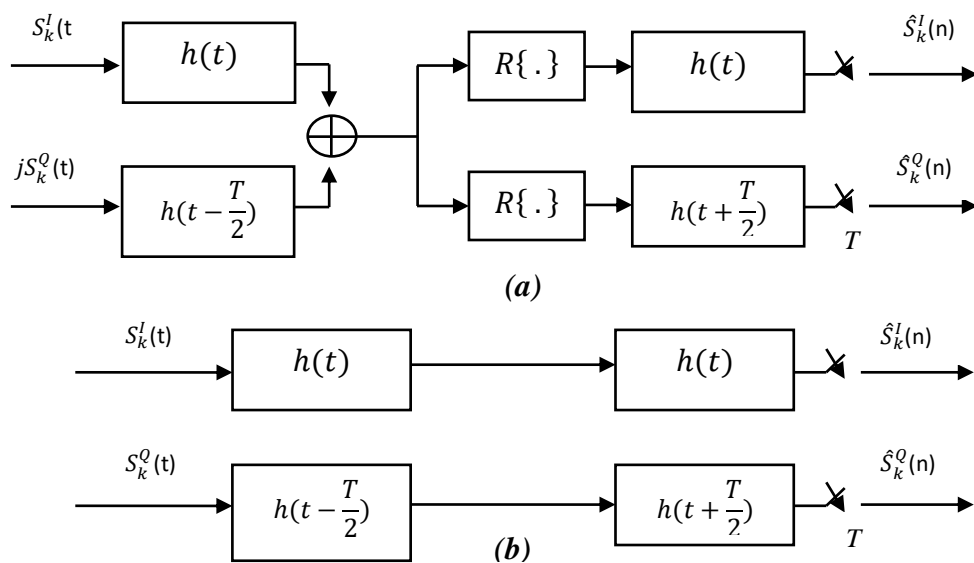


Figure III.13 : Interférence Inter Symbole (ISI) de la modulation OQAM [35]

(b) est déduit de (a) car $h(t)$ est une fonction à valeur réelle. La figure III.14 présente l'Interférence Inter Porteuse (ICI) de la modulation OQAM La partie entre la $k+1^{\text{ème}}$ et $k^{\text{ème}}$ sous porteuse. La figure III.14 montre l'interférence Inter Porteuse (ICI) de la modulation OQAM [14].

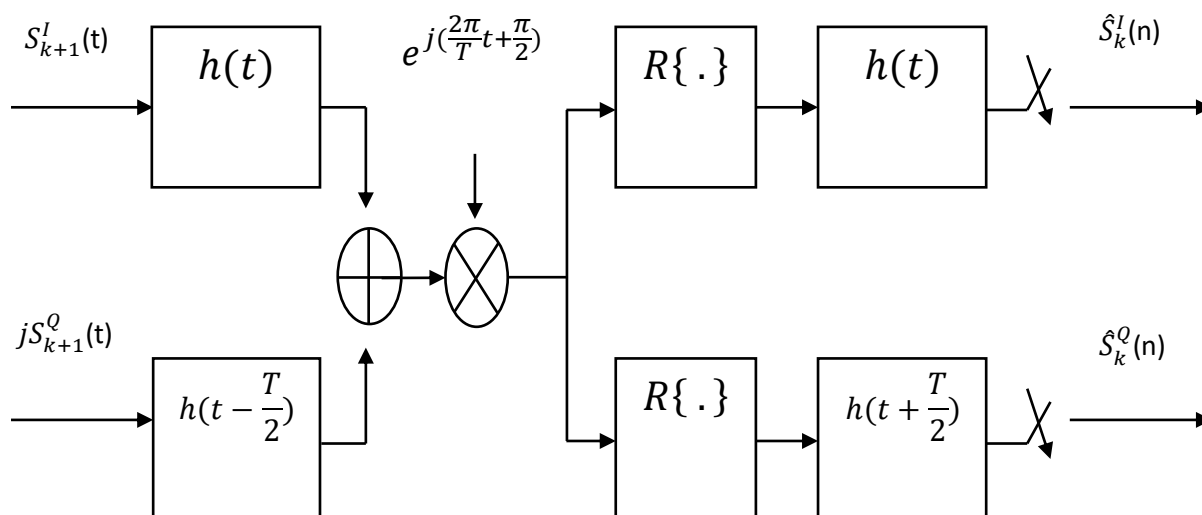


Figure III.14 : Interférence Inter Porteuse (ICI) de la modulation OQAM [35]

Ici, les sorties sont les termes de ICI du $k+1^{\text{ème}}$ au $k^{\text{ème}}$ sous porteuse.

III.2.4.3 Méthode CMT

La méthode CMT permet le chevauchement des bandes adjacentes. Elle maximise l'efficacité de la bande passante ($K = N$). La figure III.15 présente la répartition en fréquence de la CMT avec chevauchement.

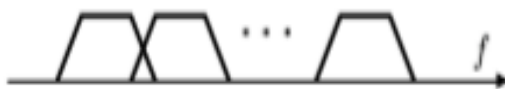


Figure III.15 : Répartition en fréquence de la CMT avec chevauchement [32]

Les symboles transmis sont PAM (Pulse Amplitude Modulated). Pour permettre l'efficacité de la bande passante maximale, la modulation de bande latérale résiduelle est adoptée. Les chevauchements sont limités à des bandes adjacentes pour simplifier la

conception des filtres. La sélection de filtres de Nyquist pour $H(f)$ et $H^*(f)$ garantit la séparation des symboles de données au niveau du récepteur [14].

La figure III.16 présente la chaîne de la modulation CMT.

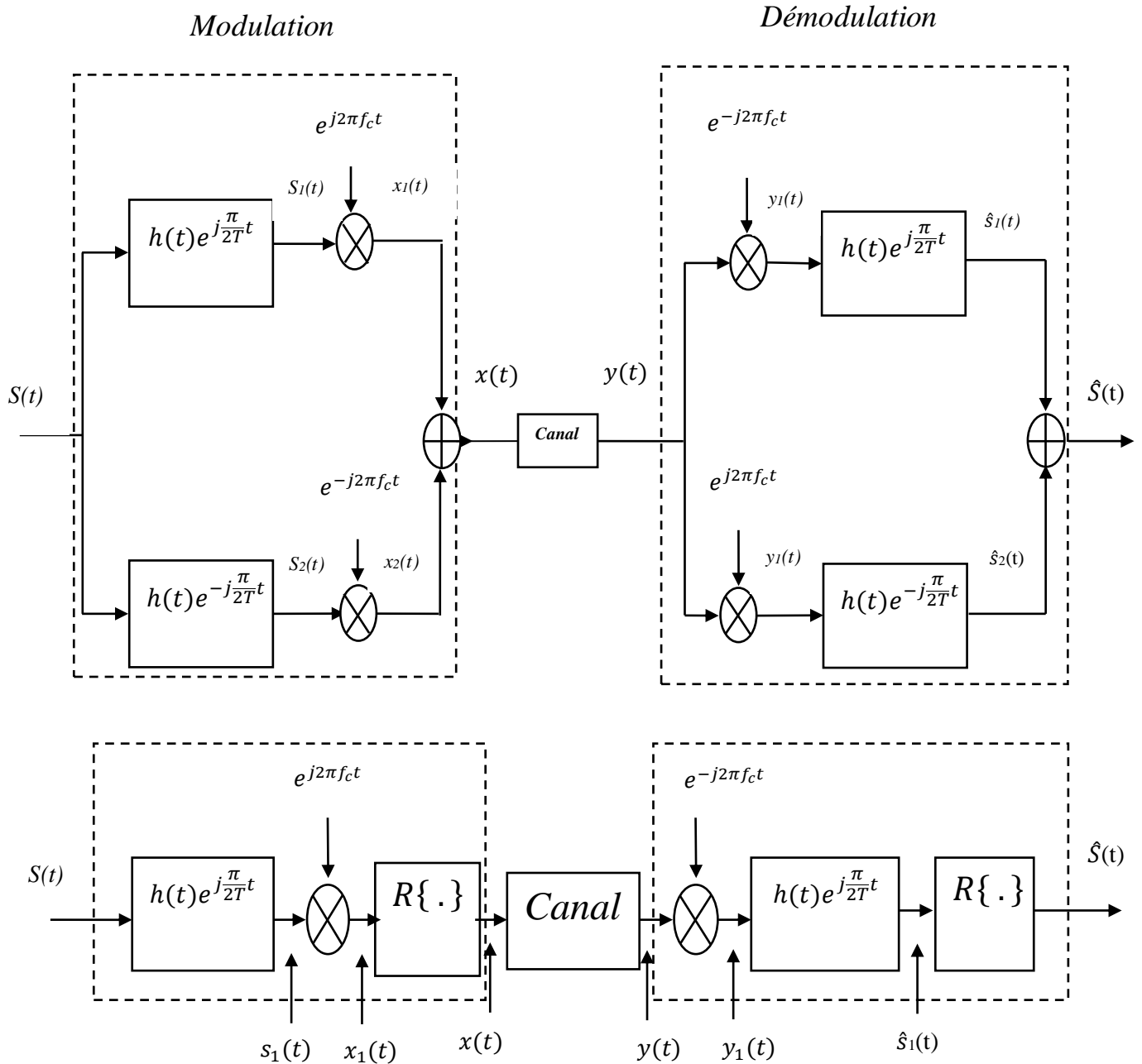


Figure III.16 : Chaîne de la modulation CMT [35]

La figure III.17 présente la chaîne d'émission de la modulation CMT

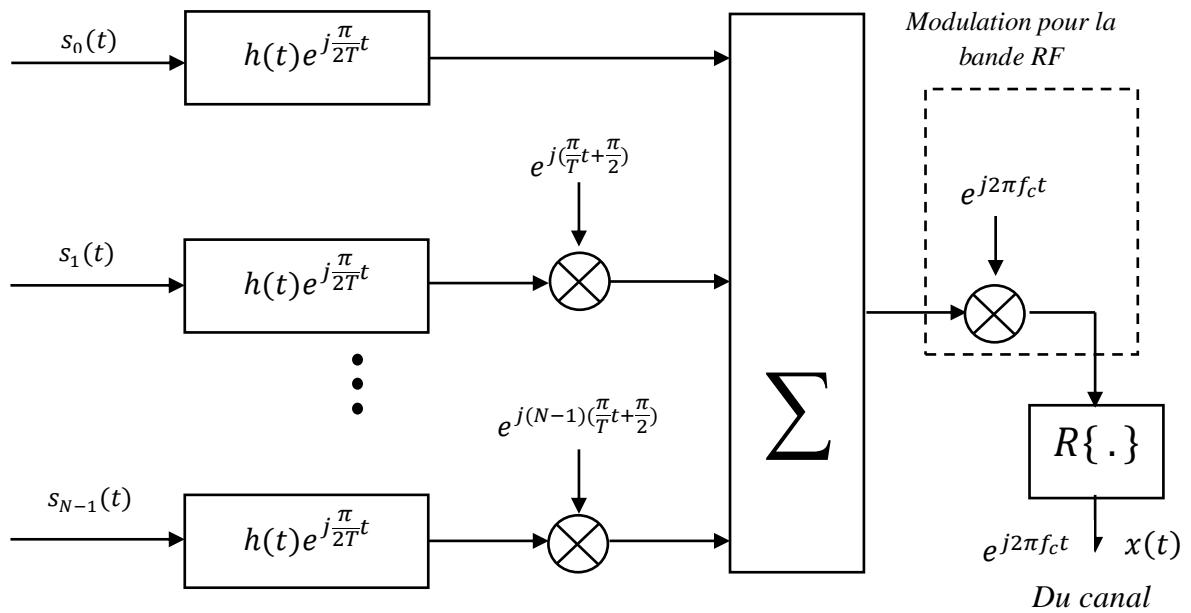


Figure III.17 : Chaîne d'émission de la modulation CMT [35]

La figure III.18 présente la chaîne de réception de la modulation CMT.

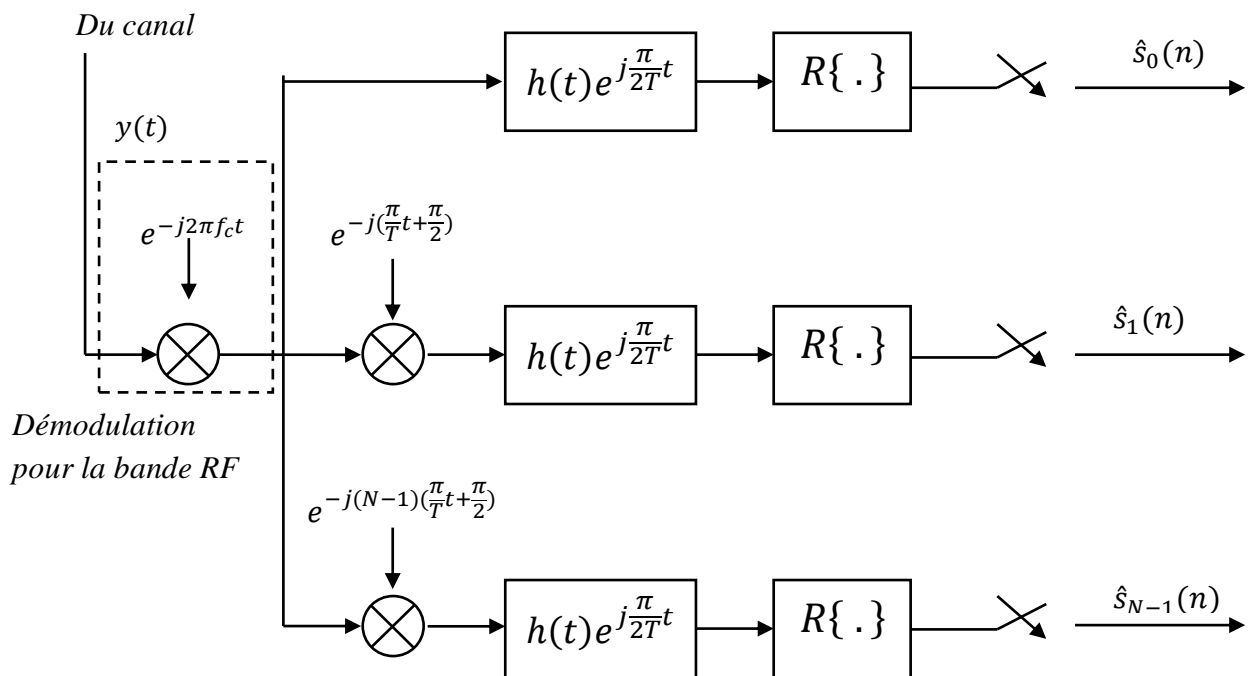


Figure III.18 : Chaîne de réception de la modulation CMT [35]

III.2.5 Technique de banc de filtre

La différence essentielle entre FBMC et OFDM réside dans la sélectivité en fréquence. Ceci est illustré sur la figure III.19, qui montre les réponses en fréquence autour d'une sous-porteuse particulière, dans les deux cas. OFDM présente de grandes ondulations dans le domaine des fréquences, ce qui impose la contrainte d'orthogonalité entre les sous-porteuses. Au contraire, la réponse en fréquence du banc de filtrage présente une amplitude négligeable au-delà de la fréquence centrale des sous-porteuses adjacentes. En effet, le banc de filtre divise le canal de transmission du système en un ensemble de sous-canaux, et tout sous-canal se chevauche avec seulement ses voisins immédiats. Puis, afin de faire deux groupes de sous-canaux contigus indépendants, il suffit de laisser un seul sous-canal vide entre eux. La différence dans les réponses de fréquence entre FBMC et OFDM illustré à la figure III.20 a un impact considérable sur la performance des systèmes sans fil et de leur flexibilité opérationnelle [14]. L'approche FBMC présente les caractéristiques suivantes :

- Pas de temps de garde, ou préfixe cyclique, est nécessaire .
- La pleine capacité de la bande passante de transmission est réalisée en utilisant OQAM (Offset Quadrature Amplitude Modulation).
- Contraintes de masque de fréquence pour les signaux transmis sont facilement satisfaits.
- Sous-canaux peuvent être regroupés en blocs indépendants, ce qui est crucial pour l'évolutivité et l'accès dynamique, par exemple.
- L'absence de fuites dans le domaine des fréquences, l'analyse spectrale à haute résolution est obtenue.
- Le même dispositif peut être utilisé dans la radio cognitive pour la détection du spectre et la réception, même simultanément, ce qui garantit une parfaite cohérence entre les deux fonctions.

La figure III.19 montre la comparaison des réponses en fréquence entre FBMC et OFDM.

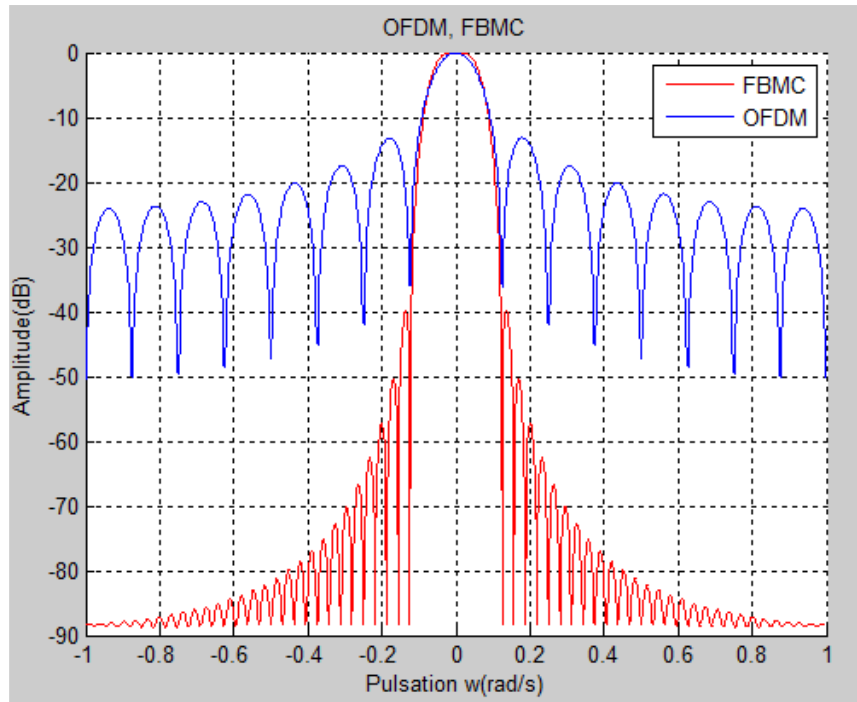


Figure III.19 : Comparaison des réponses en fréquence entre FBMC et OFDM

III.3 OFDM et FBMC proposé

L'OFDM est très similaire au Trans-multiplexeur. Il se compose d'une banque de filtres de synthèse et d'une banque de filtres d'analyse. Dans ce prototype de filtre, l'impulsion rectangulaire est utilisée. Il en résulte une mauvaise réponse en fréquence en raison de la fenêtre rectangulaire pour le filtre prototype.

Dans ce mémoire, nous avons proposé un Trans-multiplexeur avec des fenêtres non rectangulaires et la mise en forme d'impulsion de Nyquist est employée, leur cascade de banque de filtre de synthèse et de banque de filtre d'analyse devrait répondre au critère de Nyquist. Une efficacité de bande passante optimale est obtenue en utilisant le critère de Nyquist. La figure III.20 ci-dessous présente le diagramme fonctionnel OFDM ainsi que la modification FBMC proposée [30].

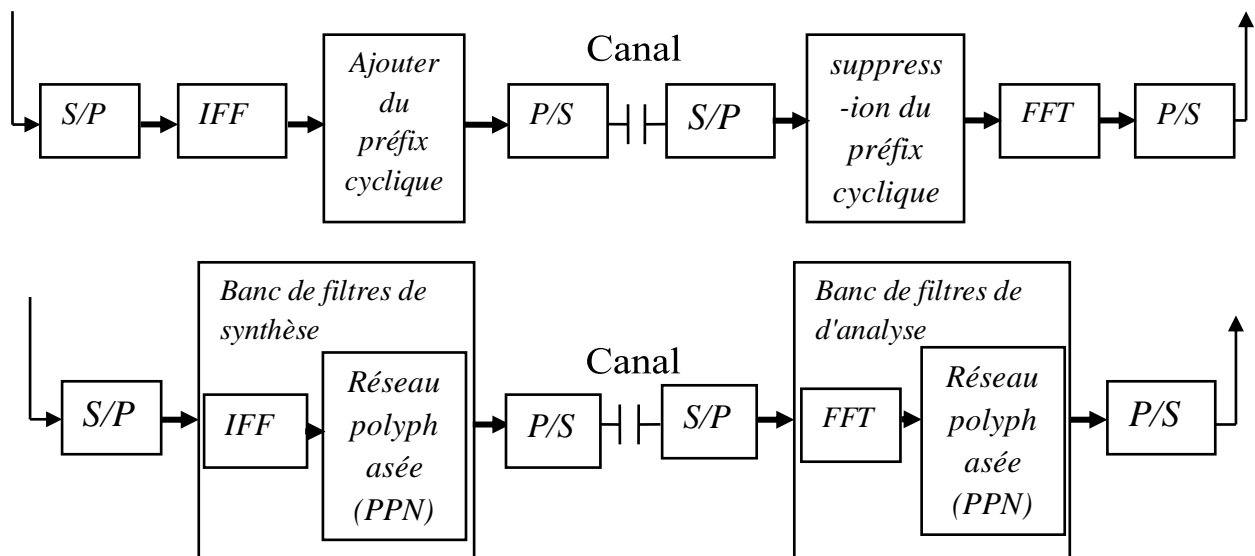


Figure III.20: Schéma fonctionnel de l'OFDM et de la FBMC proposée

III.4 Différences majeures entre OFDM et FBMC

Le tableau III.3 représente les différents majeurs entre OFDM et FBMC :

Propriété	OFDM	FBMC
Préfixe cyclique Extension	Un préfixe cyclique est requis dans OFDM et cela sacrifie la bande passante.	Préfixe cyclique non requis et cela préserve la bande passante.
Lobes secondaires	Lobes secondaires larges et interférents	Lobes secondaires bas
Synchronisation	Pour une détection correcte, accès multiple annulation d'interférence (MAI) doit être effectué chez le destinataire.	MAI(multiple access interference) est réprimé en raison de excellente localisation de fréquence des sous-porteuses.
Effet Doppler	-Très sensible à la fréquence porteuse. -décalage.	Moins sensible et donc effectuée de manière significative avec l'augmentation de la mobilité des utilisateurs.
Détection du spectre	-Détection de spectre dégradée. -performances dues aux fuites spectrales. -problème dans OFDM.	Détection du spectre élevée résolution.

Tableau III.2 : Différences majeures entre OFDM et FBMC [36]

III.5 Les Avantages et les inconvénients de la modulation FBMC

III.5.1 Les avantages

- l'un des avantages sur la modulation FBMC que l'impulsion dans le domaine fréquentiel et temporel est bien localiser.
- N'est pas besoin d'insérer un Préfixe cyclique.
- Fournir spectre efficace et un système plus sélectif [28].
- Largeur de bande plus élevée par rapport à d'autres l'orthogonale.
- Dans la FBMC, la séparation des signaux se fait par filtrage. Il n'y a pas un tel besoin critique de synchronisation parfaite entre utilisateurs (une sous-porteuse vide est proposée comme bande de garde entre deux utilisateurs asynchrones).
- La modulation FBMC, est un meilleur choix pour remplir les trous du spectre.

III.5.2 Les inconvénients

- Auto-interférence générée pendant les modes de fonctionnement asynchrones et / ou dans des conditions de canal multi trajets en termes d'ICI, ISI et ICSI.
- Une complexité excessive et parfois même une incompatibilité avec les techniques de traitement du récepteur lorsque l'on essaie de trouver des solutions à la distorsion électrique, aux interférences multi-trajets [37].

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une brève description des différents blocs de modulation FBMC, on trouve que cette dernière est la même que la Modulation multi porteuses à base de filtre prototype PHYDAS, en suivant explique les deux types de banc de filtre et nous propose un schéma fonctionnel de OFDM et FBMC avec les Différences majeures entre eux, finalement nous allons déduire quelques avantages et inconvénients.

La conclusion est que FBMC peut obtenir les mêmes performances que le CP-OFDM avec presque la même complexité, mais avec une puissance d'émission inférieure.

Chapitre IV

Résultats de simulation

IV.1 Introduction

Ce chapitre est consacré aux résultats obtenus lors de nos simulations, Nous proposons dans le cadre de cette simulation, l'utilisation du langage Matlab. Nous allons établir la simulation de la technique OFDM dans un canal AWGN ou Rayleigh avec calcul des performances en termes de $BER=f(SNR)$.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, Nous allons étudier la modulation FBMC et simuler pour obtenir des résultats comparables avec les résultats de la modulation OFDM.

IV.2 MATLAB

MATLAB, MATrix LABoratory est un langage technique d'informatique. Il peut être utilisé pour le développement de l'algorithme, l'analyse des données, la visualisation et le calcul numérique. Il est un outil pour la manipulation du calcul mathématique. Un système interactif, son avantage réside dans le fait que cela vous permet de tracer et donc de visualiser les données de plusieurs façons. Travailler avec l'algèbre matricielle, polynômes et des fonctions d'intégration est très facile avec MATLAB. C'est un logiciel de calcul de programmation qui facilite la résolution des problèmes et améliorer le processus d'apprentissage. La résolution des problèmes numériques complexes sont résolus facilement et en une fraction du temps nécessaire avec un langage de programmation tel que Fortran ou ce qui rend donc souhaitable. MATLAB est discret dans la nature, et donc toutes les entrées et sorties de codes MATLAB sont discrets [45].

IV.3 Etude des paramètres de comparaison des différentes modulations OFDM, FBMC

Nous comparerons les différentes modulations pour en faire le meilleur choix grâce aux indicateurs que sont :

IV.3.1 le Taux d'Erreur Binaire (TEB)

Le taux d'erreur d'une transmission donnée est un critère fréquemment utilisé pour analyser l'impact de l'interférence sur les performances du système. C'est un excellent indicateur de la qualité du signal binaire en réception. Le taux d'erreur binaire TEB renseigne sur la proportion de bits erronés. Il est désigné en anglais BER (Bit Error Rate). Plus il est

faible, meilleure est la qualité du signal binaire. L'équation (IV.1) indique comment il est calculé :

$$BER = \frac{\text{nombre de bits errones}}{\text{nombre de bits recus}} \quad (\text{IV.1})$$

IV .3.2 Le rapport signal à bruit (SNR)

Il a été retenu parce que le bruit est permanemment présent sur les canaux choisis. Le rapport signal à bruit (SNR : Signal to Noise Ratio), est un indicateur du niveau de perturbation du signal par le bruit. Il s'exprime en dB et d'après la formule :

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{p_S}{p_B} \quad (\text{IV.2})$$

Où P_S est la puissance moyenne du signal et P_B la puissance moyenne du bruit. Les deux puissances étant prises en watts. Le rapport signal sur bruit (SNR) représente la différence entre la puissance du signal d'un système reproduit par rapport à la puissance ou l'amplitude de son bruit de fond. Selon la théorie de Shannon de l'information, la capacité maximale d'un canal de la bande passante W , avec une puissance de signal S , affecté par le bruit blanc de puissance moyenne N , est donnée par :

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (\text{IV.3})$$

IV.4 Le canal (AWGN)

Le canal (AWGN) est un modèle de canal dans lequel la seule atteinte à la communication est un ajout linéaire de large bande ou un bruit blanc avec une densité constante spectrale (exprimée en watts par hertz de la bande passante) et une distribution gaussienne d'amplitude. Le bruit gaussien provient de nombreuses sources naturelles, telles que les vibrations thermiques des atomes dans les conducteurs (appelés bruit thermique ou bruit de Johnson- Nyquist), le bruit de grenaille, le rayonnement du corps noir de la terre et d'autres objets chauds. Il n'est pas un bon modèle pour la plupart des liaisons terrestres en raison de multivoie, les interférences, etc. Cependant, pour la modélisation du chemin terrestre, AWGN est couramment utilisé pour simuler le bruit du canal [37]. En réalité, la transmission est toujours corrompue par le bruit. Le bruit thermique au niveau du récepteur

est la seule source de perturbation. Néanmoins, en raison de sa simplicité, il est souvent utilisé pour modéliser le bruit ou l'interférence multiutilisateur par l'homme.

IV.5 Le canal de Rayleigh

Le canal de Rayleigh est un modèle statistique de l'effet d'un environnement de propagation d'un signal radio, tel que celui utilisé par les dispositifs sans fil. Les modèles de l'évanouissement de Rayleigh supposent que l'amplitude d'un signal qui est passé à travers un support de transmission peuvent varier de façon aléatoire selon une distribution de Rayleigh. Rayleigh est le plus applicable quand il n'y a pas de propagation dominante la visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. L'expansion rapide de la technologie sans fil nécessite une nouvelle demande de canaux de communication avec une faible perte de données [14].

IV.6 Les canaux de transmission

On utilise dans cette simulation de canaux de transmission la modulation QPSK et on va calculer le BER en fonction de SNR dans un canal de Rayleigh pour comparer les deux cas de l'application de l'égalisation et son absence. La figure IV.1 montre :

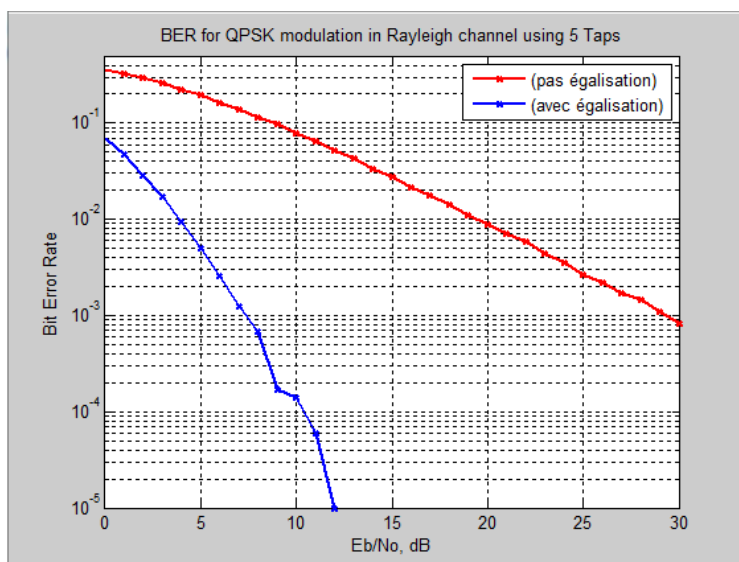


Figure IV.1 : BER pour la modulation QPSK dans le canal Rayleigh à l'aide de 5 taps

On constat que la valeur de BER en fonction de SNR diminue de façon très rapide dans le cas de l'égalisation par rapport a son absence. Donc en remarque que l'égalisation diminue le bruit dans le canal Rayleigh.

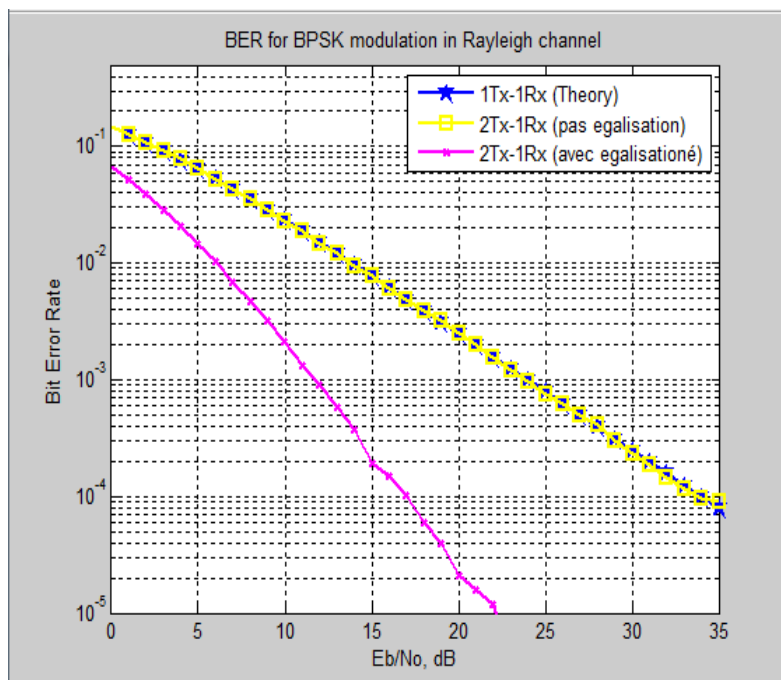


Figure IV.2 : BER pour la modulation BPSK dans le canal Rayleigh à laide de 5 taps on utilise 2 antenne de transmission et 1 a la réception

Dans cette simulation on utilise le format d'onde BPSK, les résultats reste inchangeable de la figure IV.2 même si on change le nombre des antennes de transmission (2 antenne).

IV.7 Simulation de la technique de modulation OFDM et calcul

BER=f(SNR)

Dans cette partie on a simulée le BER du OFDM et différents cas de modulation OFDM ensuite on a comparée le BER pour différents nombres de porteuses.

Les résultats de cette étude seront présentés dans les figures ci-dessous :

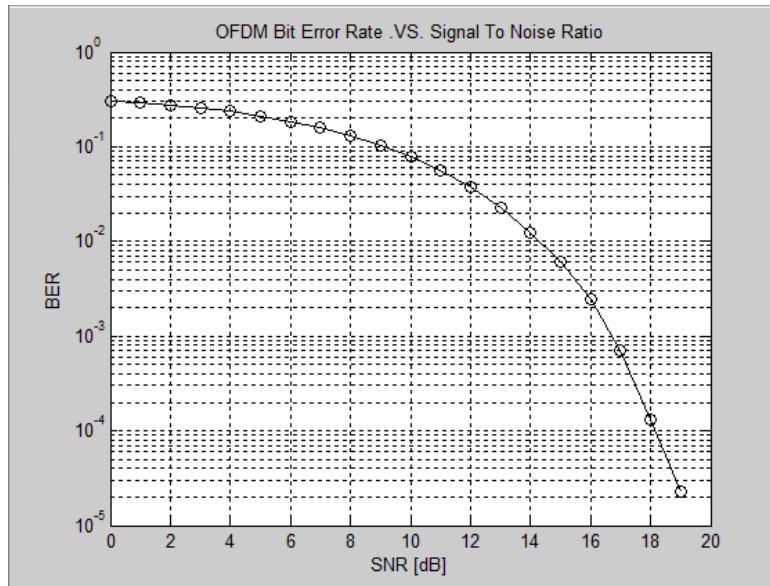
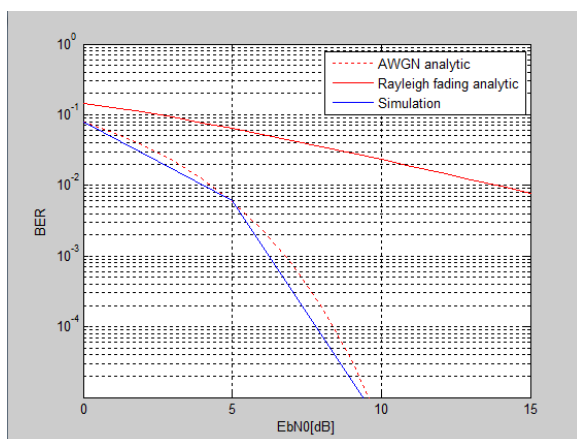


Figure IV.3 : Résultat obtenu pour la recherche du taux d'erreur binaire(OFDM)

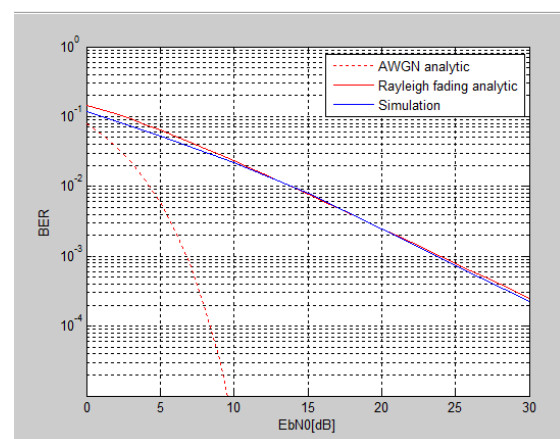
En nous référant à la figure IV.3, nous constatons que le BER décroît en fonction du rapport signal à bruit dans le cas de l'OFDM. Cela se traduit par une amélioration de la qualité du signal lorsque le rapport signal à bruit augmente.

IV .7.1 Etude des cas différent pour la modulation OFDM

- QPSK



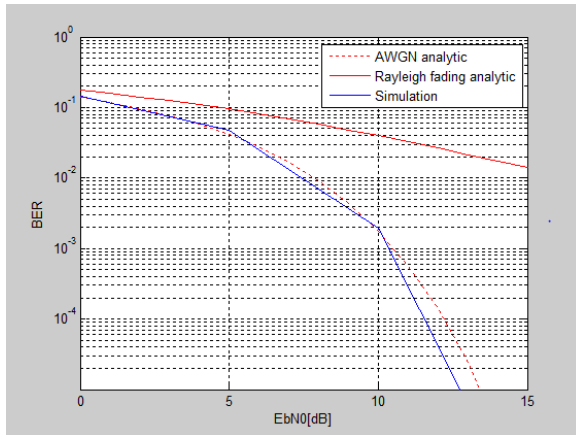
a : canal AWGN



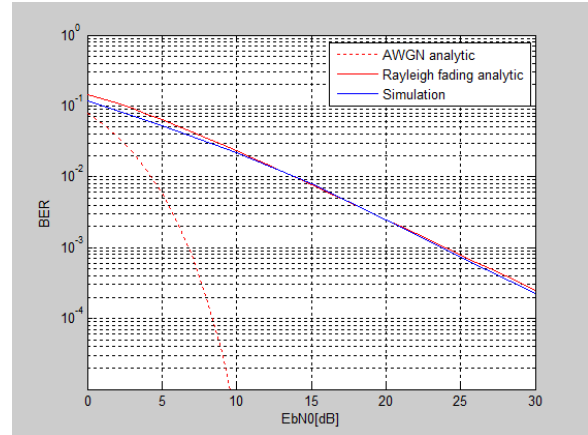
b : canal de Rayleigh

Figure IV.4 : Résultat obtenu pour la recherche du taux d'erreur binaire (OFDM avec le format d'onde QPSK)

• 16QAM



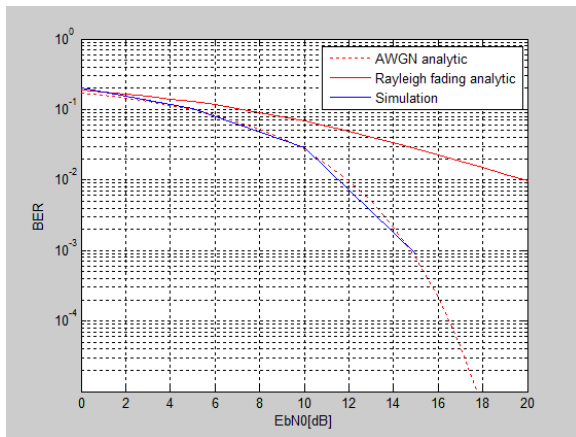
a : Canal AWGN



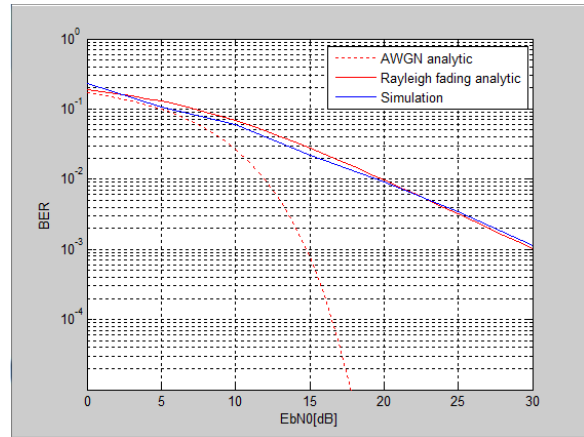
b : Canal de Rayleigh

Figure IV.5 : Résultat obtenu pour la recherche du taux d'erreur binaire (OFDM avec le format d'onde 16QAM)

• 64QAM



a : Canal AWGN



b : Canal de Rayleigh

Figure IV.6 : Résultat obtenu pour la recherche du taux d'erreur binaire (OFDM avec le format d'onde 64QAM)

En nous référant à les figures (IV.4, IV.5 et IV.6) Montre le BER pour des Modulations différentes et avec une seule valeur du SNR suivent les paramètres de les figures si dessus en

remarquent que pour chaque modulation et à chaque fois que les valeurs du SNR augmentent le BER diminue et la croissance d'ordre de modulation provoque la croissance de BER.

Ce dernier la valeur de BER de Rayleigh est plus grand que de AWGN est cela revient à les effets de multi trajets et les effets doppler.

IV.8 Simulation de la technique de modulation FBMC dans un canal gaussien

Dans cette étude on va obtenir une Réponse impulsion elle du filtre de phydas, et nous avons fait une comparaison entre les réponses impulsives pour différents facteur de chevauchement K dans le Domaine temporel et aussi une Réponses Magnitude de filtre de la FBMC et OFDM.

IV.8.1 Réponse impulsionelle le de filtre de Phydas

Cette figure réponse impulsionelle de filtre de Phydas :

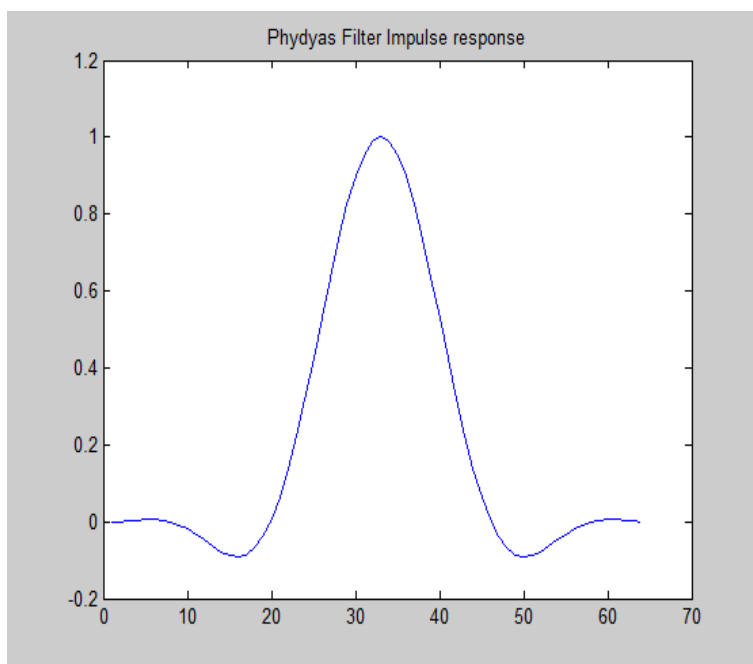


Figure IV.7 : Réponse impulsionelle de filtre de Phydasy

IV.8.2 Comparaison entre les filtres utilisés

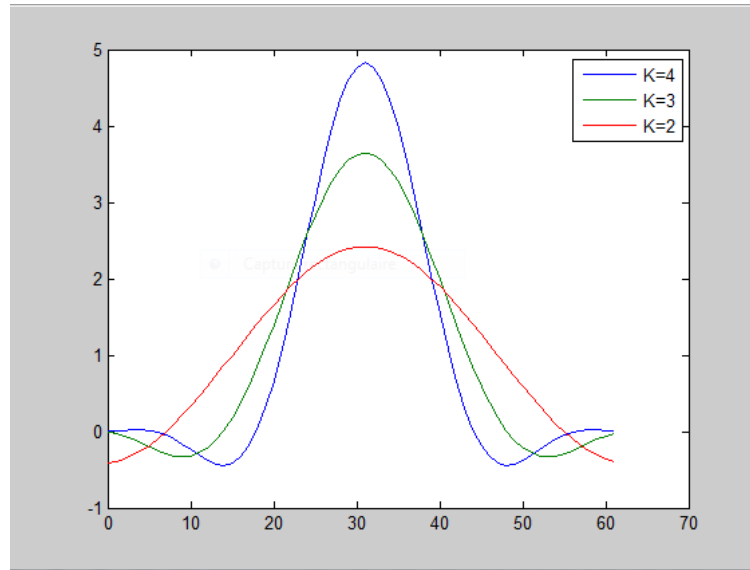


Figure IV.8 : Les réponses impulsionnelles pour différent facteur de chevauchement K dans le Domaine temporel

La réponse impulsionnelle de chaque fenêtre est représentée sur la figure IV.8 pour les mêmes paramètres avec le filtre en rouge représente le filtre prototype de facteur du chevauchement $k=2$, le filtre en vert représente le filtre prototype de facteur du chevauchement $k=3$ et le filtre en bleu représente le filtre prototype de facteur du chevauchement $k=4$.

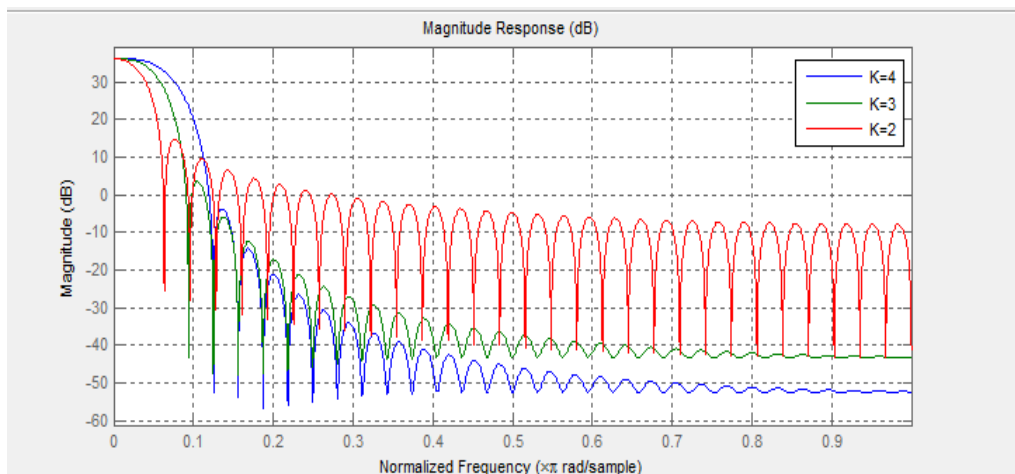


Figure IV.9: Réponses Magnitude de filtre prototype de la FBMC pour $k=2$, $k=3$, $k=4$ dans le domaine fréquentiel

Nous remarquons que le filtre le plus efficace qui s'atténue pour $k=4$ au domaine Temporelle et de même dans le domaine fréquentiel car l'allure de la fenêtre du filtre décroît Presque verticalement, les ondulations au borde s'atténue de manière finie.

IV.9 Comparaison entre la modulation FBMC et l'OFDM

L'une des différences entre les modulations OFDM et FBMC réside dans la propriété de la fuite spectrale, comme il est indiqué dans la figure IV.10 ou l'OFDM représenté par la réponse de filtre en vert et Le FBMC représenté par la réponse de filtre en bleu. Il peut être observé que la modulation OFDM possède des lobes latéraux importants, qui imposent des contraintes d'orthogonalité stricte pour toutes les sous-porteuses. Au contraire, la modulation FBMC a des lobes latéraux négligeables dans le domaine fréquentiel. Avec une fuite spectrale très limité, une analyse spectrale de haute résolution et de faibles interférences sur les bandes de fréquences adjacentes peuvent être atteinte.

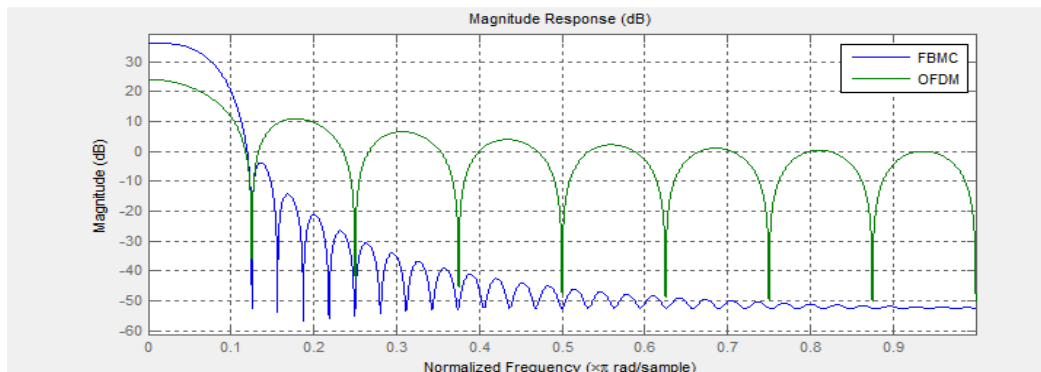


Figure IV.10: Réponses Magnitude de filtre de la FBMC et OFDM

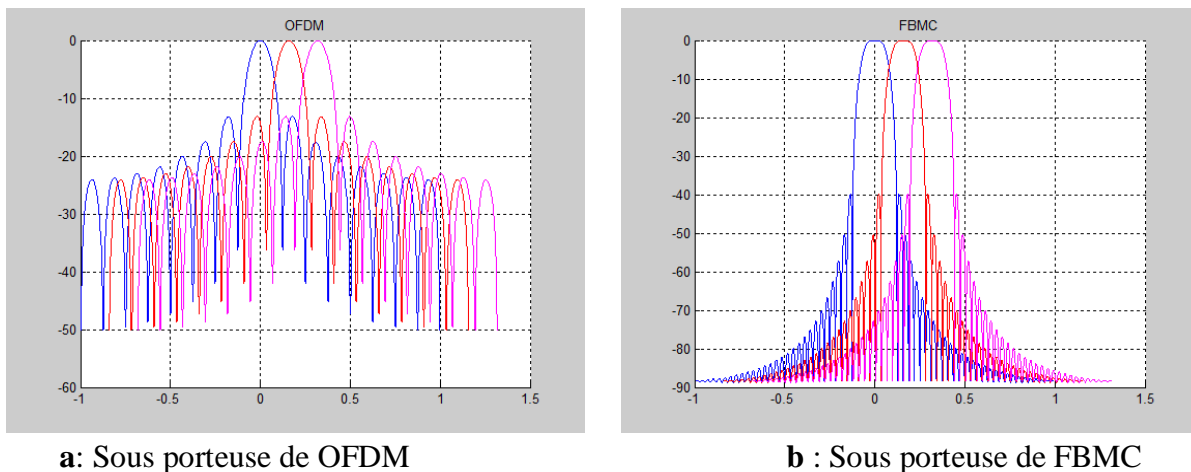


Figure IV.11 : Comparaison entre sous canaux de OFDM - FBMC

En raison de l'utilisation d'un filtre prototype amélioré à forme spectrale parfaite dans FBMC, les niveaux des lobes latéraux sont considérablement plus bas que dans le cas de l'OFDM. de cette manière, il est possible d'obtenir une bonne limitation spectrale pour tous les sous-canaux, ce qui se traduit également par une bonne résistance aux interférences à bande étroite.

IV.9.1 Résultats des simulations pour le canal AWGN

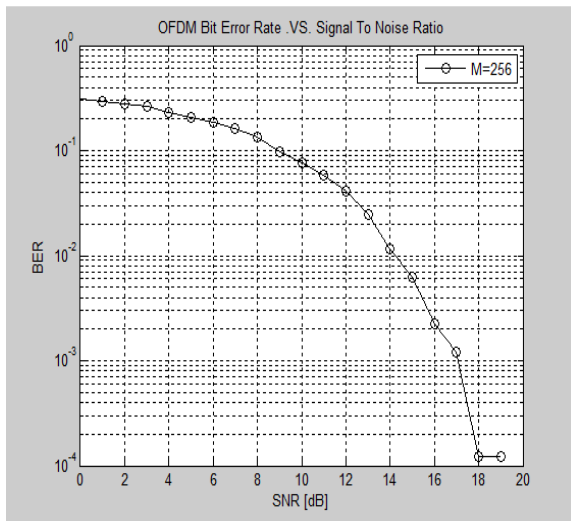
Le tableau IV.1 montre les paramètres utilisés pour chaque type de modulation...

Modulations Paramètres	OFDM	FBMC
Nombre de sous porteuses 'M'	256/ 512/1024	256/ 512/1024
Type de modulation	4-QAM	O-QAM
Nombre d'itérations	50	50
Type de filtres possibles	Filtre rectangulaire	Filtre de PHYDYAS
Type de canal	AWGN	AWGN

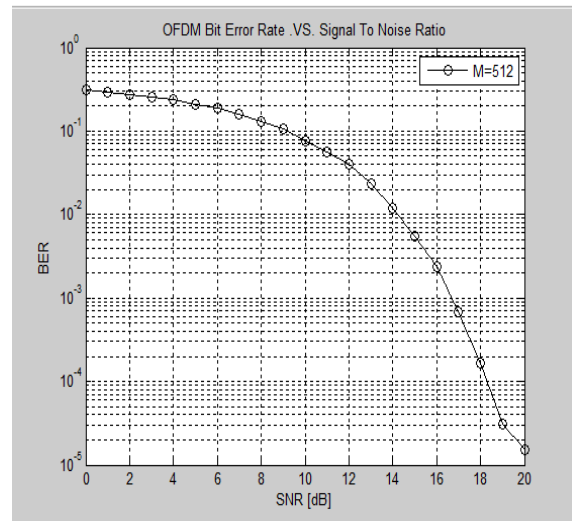
Tableau IV.1: Les paramètres utilisés pour chaque type de modulation

IV.9.1.1 Influence du nombre de porteuses sur le taux d'erreur binaire

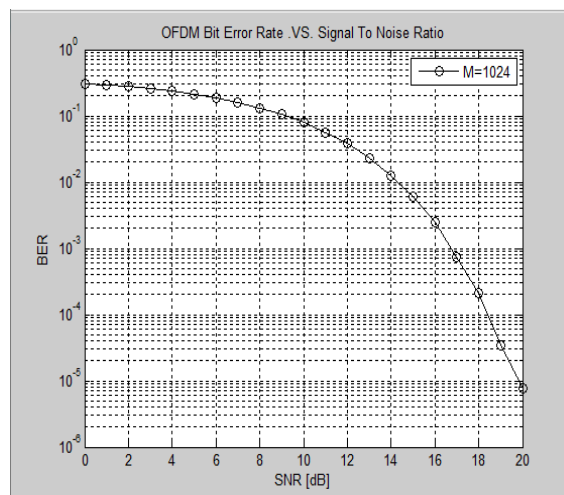
Dans le cas d'OFDM, pour $M=256$, pour $M= 512$, et pour $M =1024$, nous obtenons le taux d'erreur binaire ci-dessous. la figure IV.12 présente le BER obtenu pour $M=256$ et $M=512$ et $M=1024$ dans le cas d'OFDM.



a : BER pour M = 256



b : BER pour M = 512



c : BER pour M = 1024

Figure IV.12 : BER obtenu pour M=256 , M=512 ,et M=1024 dans le cas d'OFDM

la figure IV.12 (a,b,c) représente le résultat de simulation avec trois nombres de porteuses différents M=256,512 et 1024, nous observons qu'il n'y a pas une grande différence entre le BER de M=256,512et 1024. A partir de ces résultats nous pouvons dire que le nombre de porteuse n'a pas un influence sur le BER.

La figure IV.13 montre le BER pour $M=256$ et $M=512$ et $M=1024$ dans le cas de la FBMC (canal AWGN).

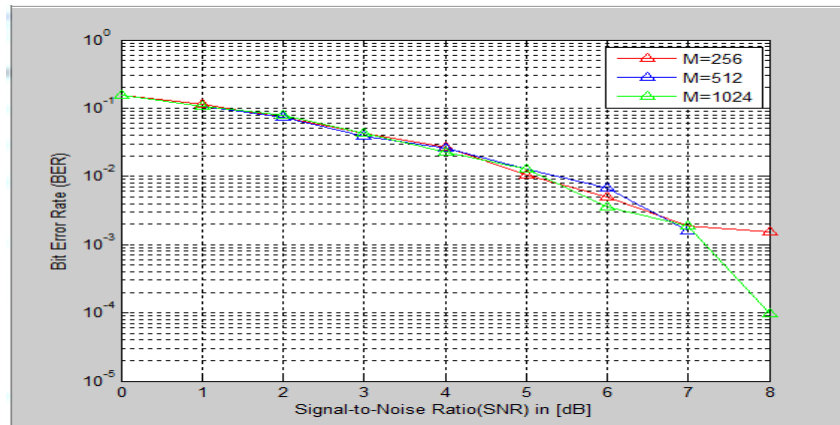


Figure IV.13 : BER obtenu pour $M=256$ et $M=512$ et $M=1024$ dans le cas de la FBMC (Canal AWGN)

On constate que le résultat obtenu de BER pour FBMC est similaire à celle du résultat obtenu pour OFDM.

IV.10 Conclusion

L'OFDM utilise un CP c'est-à-dire ajout de quelques symboles déjà transmis, ce qui réduit le débit de données et augmente la durée de transmission, aussi l'utilisation d'un filtre rectangulaire par l'OFDM fait que les lobes secondaires émises autour de la bande sont nuisibles aux autres systèmes dans les bandes adjacentes.

Mais À partir des résultats de simulation effectuée nous pouvons conclure que la modulation FBMC est plus complexe par rapport à la modulation OFDM parce que nous avons remarqués que le temps d'exclusion du programme de la modulation FBMC est plus long, en plus nous avons constatés que plus l'ordre de modulation augmente plus le BER augmente, le spectre du FBMC est plus localiser que le spectre du OFDM au domaine fréquentiel et temporel.

Conclusion générale

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 les modulations multi Porteuses : la modulation OFDM et FBMC.

Le principal objectif de ce projet est d'élaborer Simulation Comparative des Techniques FBMC et OFDM pour les réseaux 5G.

La simulation de programme Matlab que nous réalisons a permis de mettre en relief les Intérêts d'une modulation OFDM d'un point de vue des paramètres de la chaîne de Transmission primordiaux (nombre de porteuses, choix de la constellation, et des type Différent de modulation) à ajuster en fonction du canal et des données à transmettre.

Dans ce projet la fin d'étude, la comparaison des performances entre la technique de Modulation multi porteuse OFDM la plus utilisé et une technique moins connue FBMC est effectuée en termes de leur principe de fonctionnement.

Les résultats de simulation montrent que FBMC donne une amélioration globale de la performance par rapport à OFDM classique pour tous les paramètres considérés, prouvant FBMC comme un candidat idéal pour le développement futur des communications sans fil nous souhaiterons dans des travaux futures élargir notre étude sur la technique FBMC.

Références bibliographique

- [1] Bouaziz, S. (2018). Réduction du PAPR du système OFDM-MIMO en 4G (Doctoral dissertation).
- [2] BOUCHERIF, S., & BOUDJEMAI, H.(2015). Développement Et Implémentation d'un Système Télé-Poste Dédié aux Smartphones (Doctoral dissertation).
- [3] Lawton, G. (2011). 4g: Engineering versus marketing. *Computer*, 44(3), 14-16.
- [4] Orange developer. Généralités et architecture de la 4G. [<https://developer.orange.com/wp-content/uploads/Generalites-et-architecture-de-la-4G.pdf>]. 20/04/2019.
- [5] Singh, S., & Singh, P. (2012). Key concepts and network architecture for 5G mobile technology. *International Journal of Scientific Research Engineering & Technology (IJSRET)*, IIMT Engineering College, Meerut, India, 1(5), 165-170.
- [6] Rjiba, A., & Kaltoumi, H. Apprentissage et optimisation des réseaux mobiles 5G-rapporte de projet –UNIVERSITE D'AVIGNON-2016-2017.
- [7] Bendahmane, A. M., & Ghermoul, R. Etude de méthodes de beamforming à maximisation du rapport signal sur bruit pour des systèmes FBMC (Doctoral dissertation).
- [8] Mundubeltz Gendron. L'USINEDIGIALE.La 5G, une révolution sous conditions .[<https://www.usine-digitale.fr/article/la-5g-une-revolution-sous-conditions.N631953>].05/ 04/ 2019
- [9] Belhassine-Cherif ,R .(2017). La 5G et l'Economie des Applications dans les Pays Arabes : Opportunités et Défis. Forum Arabe de l'UIT sur les Réseaux Futurs. (présentation power).
- [10] Gemalto. Présentation des réseaux 5G. Caractéristiques et usages. [<https://www.gemalto.com/france/telecom/inspiration/5g>] 23/05/2019.
- [11] Alizée Lagrue .Prestige telephonie.Les avantages de la 5G. [<https://www.Prestige-telephonie.fr/avantages-de-5g/>].23/05/2019.
- [12] Autorité de regulation des communication eletroniques et des postes- Les enjeux de la 5G-mars 2017.
- [13] Viholainen, A., Bellanger, M., & Huchard, M. (2009). PHYDAS-PHYsical layer for Dynamic AccesS and cognitive radio. Report D5, 1.
- [14] TODOTE, G. A. M., DOSSOU, M., & ASSOGBA, K. M. (2016). Proposition d'un choix de format de modulation pour une utilisation sans licence d'équipements dans la bande blanche des fréquences UHF TV. EPAC/UAC.

Références bibliographique

- [15] Mohamed Elfateh, H., & Meriem, A. Performance d'un système de communication sans fils à base de la technique UFMC candidat pour 5G.
- [16] GRUYER, P., & PAILLARD, S. (2005). Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM. Université de Bretagne, 12.
- [17] Baudoin, G., Villegas, M., Bercher, J. F., Berland, C., Brossier, J. M., Courivaud, D., ... & Venard, O. (2002). Radiocommunications Numériques-Principe, Modélisation et Simulation. Tome 1. Dunod.
- [18] Dégardin, V. (2002). Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension (Doctoral dissertation, Lille 1).
- [19] Hassan, E. (2016). Multi-carrier communication systems with examples in MATLAB®: A new perspective. CRC Press.
- [20] KRISHNA, S. DSPLOG Signal processing for communication. Understanding an OFDM transmission [Understanding an OFDM transmission. <http://www.dsplog.com/2008/02/03understanding-an-ofdm-transmission/>].
- [21] KRISHNA, S. DSPLOG .Signal processing for communication. Minimum frequency spacing for having orthogonal sinusoidals <http://www.dsplog.com/2007/12/31/minimum-frequency-spacing-for-having-orthogonal-sinusoidals/>
- [22] Litwin, L., & Pugel, M. (2001). The principles of OFDM. RF signal processing, 2, 30-48.
- [23] GAAD, M., & RAHMI, B. Conception et réalisation d'un émetteur OFDM à base d'une carte RASPBERRY PI (Doctoral dissertation).
- [24] Jha, U. S., & Prasad, R. (2007). OFDM towards fixed and mobile broadband wireless access. Artech House, Inc..
- [25] El Khettabi, A. (2008). Conception du système de transmission OFDM codé pour les applications à haut débit (Doctoral dissertation, École de technologie supérieure).
- [26] Baouni, A. Estimation du canal et élimination des interférences ICI dans les communications mobiles avec modulation OFDM.
- [27] Basheer, A., & Habib, A. (2016, July). Filter bank multi carrier based MIMO system for 5G wireless communication. In 2016 1st International Workshop on Link-and System Level Simulations (IWSLS) (pp. 1-6). IEEE.
- [28] DAOUD, K. Simulation Comparative Des Techniques FBMC et OFDM Pour Les Réseaux 5G (Doctoral dissertation).

Références bibliographique

- [29] Selvakumar, V., Nemalladinne, S., & Arumugam, P. (2012). Analysis of LTE Radio Frame by eliminating Cyclic Prefix in OFDM and comparison of QAM and Offset-QAM.
- [30] BENYAHIA, H. I., & Cherifi, W. Etude des techniques MIMO à base de FBMC pour la 5G (Doctoral dissertation).
- [31] Medjahdi, Y. (2012). Interference modeling and performance analysis of asynchronous OFDM and FBMC wireless communication systems (Doctoral dissertation, Conservatoire national des arts et metiers-CNAM).
- [32] Bellanger, M., Le Ruyet, D., Roviras, D., Terré, M., Nossek, J., Baltar, L., ... & Ihalainen, T. (2010). FBMC physical layer: a primer. *Physdyas*, 25(4), 7-10.
- [33] Farhang-Boroujeny, B., & Brufani, H. (2009). Filter Bank Multicarrier (FBMC): An Integrated Solution to Spectrum Sensing and Data Transmission in Cognitive Radio Networks.
- [34] Skrzypczak, A. (2007). Contribution à l'étude des modulations multiporteuses OFDM/OQAM et OFDM suréchantillonnées (Doctoral dissertation, Ph. D. thesis, Rennes I University, France).
- [35] Datta, R., Fettweis, G., Koll, Z., & Horv, P. (2011, August). FBMC and GFDM interference cancellation schemes for flexible digital radio PHY design. In 2011 14th Euromicro Conference on Digital System Design (pp. 335-339). IEEE.
- [36] Tensubam, B. D., Chanu, N. L., & Singh, S. (2014). Comparative analysis of FBMC and OFDM multicarrier techniques for wireless communication networks. *International Journal of Computer Applications*, 100(19).
- [37] DALI, A., & BOUAFIA, Z. Étude énergétique de la forme d'ondes multi porteuses à base de banc de filtres (Doctoral dissertation).
- [38] Masonta, M. T., Kola, L. M., Lysko, A. A., Pieterse, L., & Velepini, M. (2015, September). Network performance analysis of the Limpopo TV white space (TVWS) trial network. In *AFRICON 2015* (pp. 1-5). IEEE.
- [39] BAKIR, H. A. (2012). Exploitation de l'association des techniques MIMO-OFDM pour la transmission dans les réseaux locaux sans fil.
- [40] LARBI Nacéra, E. (2015). Détection multi-utilisateurs dans le contexte de communication mobile : Exploitation de la combinaison OFDM/CDMA (Doctoral dissertation).

Références bibliographique

[41] Ho, A. T. (2009). Application des techniques multiporteuses de type OFDM pour les futurs systèmes de télécommunications par satellite (Doctoral dissertation).

[42] Guéguen, E. (2009). Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM (Doctoral dissertation).

[43] Dégardin, V. (2002). Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension(Doctoral dissertation, Lille 1).

[44] Tisserant,S .(2016/2017). Systèmes de traitement du signal. Ecole Polytechnique Universitaire de Marseille (Polytech Marseille). (cour 5ème anné polytechnique).

[45] <https://fr.mathworks.com/> .27/05/2019.

Abréviations

1G	Première génération des réseaux mobile
2G	Deuxième génération des réseaux mobile
3G	Troisième génération des réseaux mobile
4G	Quatrième génération des réseaux mobile
5G	Cinquième génération des réseaux mobile
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CP	Cyclic Prefix
DFT	Discrete Fourier Transforms
DB	deci-Bell
FBMC	Filtre Banc Modulation Carrier
FFT	Fast Fourier Transform
ISI	Interférence Inter Symbole
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ICI	Inter Carrier Interference
MATLAB	MATrix LABoratory
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OQAM	Offset Quadrature Amplitude Modulation
PHYDYAS	PHYsical layer for DYnamic spectrum AccesSand cognitive radio
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SNR	Signal Noise Ratio
TEB	Taux Erreur Binaire
ZP	Zero Padding