

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA
Faculté des Nouvelles Technologies de L'information et de la
Communication

Département D'électronique et des Télécommunications



Mémoire de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologie

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des télécommunications

Présenté par :

BOUNEGAB Abdelhamid

BELKHAIRI Abderrahmane

Thème

***Performances d'un système de communication sans fil à base
de la technique FBMC pour la 5G***

Soutenu publiquement

le : 25/06/2018

Devant le jury :

Mr. AOUNALLAH Naceur
Mr. MED SAYAH Moad
Mme. BENKRINAH Sabra

MCB Président /examineur
MAA Encadreur/rapporteur
MCB Examinatrice

UKM OUARGLA
UKM OUARGLA
UKM OUARGLA

Année Universitaire : 2017 /2018

Résumé

Les modulations multi porteuses à base de bancs de filtres (FBMC) se présentent comme des prétendants potentiels pour les futures générations des systèmes de communication 5G grâce à leurs 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 et aussi, grâce à l'utilisation de filtre RIF spécifiques (filtre du projet PHYDYAS).

Les programmes de simulation réalisée dans ce travail ont permis de mettre en relief l'intérêt d'une technique FBMC/OQAM implémentée en SMT avec une structure FS-FBMC (frequency Spreading). Les courbes du BER (Bit Error Rate) et de la DSP (Densité Spectrale de la Puissance) tracées dans des environnements LOS et NLOS et avec des canaux Rayleigh et Rice, ont montrés les intérêts des liaisons FBMC pour le backhauling entre les petites cellules des futures réseaux mobile 5G.

Mots clés : Modulations multiporteuses ; OFDM ; FBMC ; SMT ; 5G ; OQAM ; filtre prototype PHYDYAS ; canal sans fils radio mobile.

ملخص (موجز)

تعد تقنيات الاتصال متعددة الموجات الحاملة والتي تعتمد على بنك من المرشحات (FBMC) المرشح المفضل الذي يمكن اعتماده في نظم الاتصال المستقبلية خاصة اللاسلكية منها كالجيل الخامس لما تقدمه من مزايا تتفوق بها عن اهم منافساتها OFDM، من بين هاته المزايا الرئيسية، توفيرها لكفاءة طيفية أفضل، لأنها لا تحتاج الى استعمال فترة فراغ (CP) كسابقاتها ولاستعمالها لمرشحات RIF ، جيدة التوقع سواء في مجال التردد و مجال الزمن (مشروع PHYDYAS).

من خلال هذا العمل و بواسطة برامج المحاكاة المنجزة تمكنا من تسليط الضوء على مزايا وخصائص FBMC / OQAM المنفذة في نوع SMT والمدعمة بنموذج اتصال FS-FBMC (انتشار التردد) ، وهو ما تبينه المنحنيات المرسومة لمعدل خطأ الشارة (BER) والكثافة الطيفية للطاقة (DSP) في محيط اتصال يحوي قنوات لاسلكية مع وجود مسار خط الرؤية او عدمه (LOS أو NLOS) ، وباستعمال قنوات رايلي ورايس في المحاكاة ، والتي ابرزت جليا أهمية وكفاءة تقنية FBMC لربط الاتصال ما بين محطات تغطية الخلايا المصغرة لشبكة الاتصالات المتنقلة 5G في المستقبل.

الكلمات المفتاحية: التعديل متعدد الموجات الحاملة، الجيل الخامس، تقنية التعديل OQAM، تقنية OFDM، تقنية FBMC، تقنية SMT ،نموذج مرشح PHYDYAS، قناة لاسلكية متنقلة.

Abstract

FBMCs are potential candidates for future generations of 5G communication systems because of their advantages over 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 in frequency and also, thanks to the use of specific RIF filters (PHYDYAS project filter).

The simulation programs carried out in this work made it possible to highlight the interest of an FBMC / OQAM technique implemented in SMT with a FS-FBMC structure (frequency Spreading). The BER (Bit Error Rate) and DSP (Power Spectral Density) curves plotted in LOS and NLOS environments and with Rayleigh and Rice channels, showed the interest of FBMC links for backhauling between the small cells of future 5G mobile networks.

Key words: Multicarrier Modulations; OFDM; FBMC; SMT; 5G; OQAM; prototype filter PHYDYAS; mobile radio wireless channel.

REMERCIEMENTS

Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce Modeste travail. En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur Mr : Med Sayah Moad , son précieux conseil et son aide durant toute la période du travail. Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner Et de juger notre travail.

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à tous les professeurs qui nous ont enseigné et qui par leurs compétences nous ont soutenu dans la poursuite de nos études.

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à A ma chère mère r

*« Je prie Dieu vous donne une bonne santé et vous prête une longue et
heureuse vie »*

*A ma petite famille : ma femme et mes enfants (Ouïssal, Harroun et
Taïa Elamine).*

A mes chères sœurs, mes chers frères et toute ma grande famille

A tous mes amis

Abdelhamid BOUNEGAB

Je dédie ce modeste travail, en première lieu, à mes parents qui

ont toujours aimé me voir réussir. A mon fils Abdelhadi

*A mon père pour son soutien moral et financier, leurs énormes
sacrifices et leurs Encouragements qu'ils m'ont apportés tout au*

long de ces Cinq années d'études

A mes frères, mes sœurs et mes amis.

Abderrahmane BELKHIRI

Liste des abréviations

2D: Two-Dimensional.

3D: Three-Dimensional.

3GPP: 3rd Generation Partnership Project.

5G : 5^{eme} Génération du radio mobile.

ADSL: Asymmetric Digital Subscriber Line.

AFB: Analysis Filter Bank.

AOA: Azimuth angle Of Arrival.

AOD: Azimuth angle Of Departure.

ASA: Azimuth angle Spread of Arrival.

ASD: Azimuth angle Spread of Departure.

BS: Base Station.

CDL: Clustered Delay Line.

CDM: Code Division Multiplexing.

CFO: Carrier Frequency Offset.

CMT: Cosine modulated Multi Tone.

CP: Cyclique Prefix.

CR: Cognitive Radio.

DS: Delay Spread .

DSB: Double Side Band.

DVB-T2: Digital Video Broadcasting – Terrestrial 2.

DVB-S2: Digital Video Broadcasting – Satellite 2.

DWMT: the Discrete Wavelet Multi Tone .

D2D: Device to Device.

EGF: Extended Gaussian Function.

FBMC: Filter Bank Multi Carrier.

FDM: Frequency Division Multiplexing.

FDTD: Finite Difference Time Domain.

FEM: Finite Element Method.

FFT: Fast Fourier Transform.

FMT: Filtered Multi Tone.

FS-FBMC: Frequency Spreading FBMC.

GFDM: Generalized OFDM.

ICI: Inter Carrier Interference.

IEEE 802.16e: Institute of Electrical and Electronics Engineers 802.16e.

IEV : Interférence Entre Voies.

IOTA: Isotropic Orthogonal Transform Algorithm.

IFFT: Inverse Fast Fourier Transform.

InH: Indoor Hotspot.

IoT: Internet of Things.

ISI: Inter Symbol Interference.

KSP : Known Symbol Padding

LTE- Advanced: Long Term Evolution- Advanced.

LOS: Line Of Sight.

MIMO: Multiple-Input-Multiple-Output.

MMSE : Minimum Mean Square Error .

mmW: Millimeter Wave.

NLOS: Non-LOS.

OFDM: Orthogonal Frequency-Division Multiplexing.

OQAM: Offset QAM.

O2I: Outdoor-to-Indoor.

O2O: Outdoor-to-Outdoor.

PAM: Pulse Amplitude Modulated.

PAS: Power Angular Spectrum.

PDF: Probability Density Function.

PDP: Power Density Profile.

PHYDYAS: PHYsical layer for DYnamic Spectrum Access and cognitive radio.

PL: Path Loss.

Pm: Puissance moyenne

PPN: Polyphase Network.

P/S: Parallel to Serial.

PSK: Phase Shift Keying

QAM: Quadrature Amplitude Modulation.

RI : Réponse impulsionnelle

RIF : Réponse impulsionnelle fini

RMa: Rural Macro.

RMS: Root Mean Squares.

SF: Shadow Fading.

SFB: Synthesis Filter Bank.

SMT: Staggered modulated Multi Tone.

S/P: Serial to Parallel.

SRRC: Square Root Raised Cosinu.

TDL: Tapped Delay Line.

TDM: Time Division Multiplexing.

UF-OFDM: Universal Filtered OFDM.

UFMC: Universal Filtered Multi Carrier.

UMa: Urban Macro.

UMi: Urban Micro.

UT: User Terminal.

VDSL: Very-high-speed Digital Subscriber Lines.

VSF: Vestigial Side Band.

V2V: Vehicle-to-Vehicle.

V2x: Vehicle-to-Everything.

V2x: Vehicle-to-Infrastructure.

WIFI: Wireless Fidelity.

WIMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access.

XPR: Cross-Polarization Ratio.

ZFE (ZF): Zero Forcing Equalization.

ZOA: Zenith angle Of Arrival.

ZOD: Zenith angle Of Departure.

ZP: Zero-padding.

ZSA: Zenith angle Spread of Arrival.

ZSD: Zenith angle Spread of Departure.

Notations Mathématiques

T_s : Temps symbole.

B : Bande du signal.

B_{coh} : Bande de cohérence.

T_{coh} : Temps de cohérence.

D_s : Débit symbole.

f_d : Fréquence Doppler.

v_m : Vitesse du mobile.

c : Vitesse de la lumière.

f₀ : Fréquence de la porteuse.

f_c : Fréquence central.

Δτ : L'étalement des retards du canal.

α_l : Amplitude complexe (module ρ_l , phase ϕ_l).

φ_l(t) : Phase à variation linéaire non négligeable.

σ : Variance.

μ : Moyenne.

K : Facteur de Rice.

θ : Angle d'élévation.

φ : Angle d'azimut.

θ̂, φ̂ : spherical basis vectors.

φ_n : Angle de départeur pour le bouquet n

φ_{n,m} : Angle de départeur de la rangée m dans le bouquet n.

θ_n : Angle d'arriver pour le bouquet n

θ_{n,m} : Angle d'arriver de la rangée m dans le bouquet n

h_{UT} : La hauteur de support d'antenne d'UT

H : la moyenne d'hauteur de la construction en m

N(0, σ_p²) : Variable gaussienne de moyen nulle et une variance σ

d_{3D} : Distance a deux dimensions

d_{2D} : Distance a deux dimensions

W : la moyenne de largeur de la construction

d_{BP} : Distance point d'arrêt

τ_l : Le retard du trajet l.

Table des Matières

Résumé.....	II
Résumé en langue arabe.....	II
Abstract.....	II
Remerciements.....	III
Dédicace.....	IV
Abréviations.....	V
Notations Mathématiques	VIII
Table des Matières.....	IX
Liste des Figures	XII
Liste des Tableaux	XIV

Introduction Générale.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre 1 : Canaux de communication sans-fil et radio-mobile

1.1 Introduction.....	3
1.2 Caractéristiques du canal de propagation	3
1.2.1 Évanouissement à grande échelle	4
1.2.1.1 Affaiblissement de parcours (Pathloss)	5
1.2.1.2 Effet de masque (SHADOWING)	7
1.2.1.3 Paramètres à grand échelle.....	7
1.2.2 L'évanouissement à petite échelle	7
1.2.2.1 Évanouissement lent et évanouissement rapide.....	9
1.2.2.2 Évanouissement plat et sélectif en fréquence.....	9
1.2.2.3 Paramètres à petite échelle	9
1.2.3 Le bruit additif.....	10
1.3 Classification et effet des canaux de communication.....	11
1.3.1 Principe de classification	11
1.3.2 Cas du canal "underspread"	12
1.3.3 Effets et conséquences possibles.....	12
1.3.3.1 Dispersion fréquentielle	12
1.3.3.2 Dispersion temporelle	12
1.3.3.3 Interférences Entre Symboles successifs (IES)	13
1.4 Modèles des canaux de communications sans fil.....	14

1.4.1	Modèle de Rayleigh.....	14
1.4.2	Modèle Nakagami-n (RICE)	15
1.4.3	Modèle de Weibull.....	15
1.4.4	Modèle stochastique géométrique pour 5G.....	16
1.4.4.1	Model de bouquets à retard (CDL)	18
1.4.4.2	Model des lignes à retard (TDL)	18
1.5	Conclusion	18

Chapitre 2 : Systèmes multi porteuses à base de banc de filtres FBMC

2.1	Introduction	19
2.1.1	Principe des modulations multi porteuses	19
2.1.2	Multiplexage fréquentiel avec porteuses orthogonales	20
2.1.3	Formes d’onde pour les modulations multi-porteuse	21
2.2	Modulation multi porteuses OFDM	21
2.2.1	Principe de la modulation OFDM	21
2.2.2	Mappage et filtre prototype OFDM.....	22
2.2.3	Intervalle de garde.....	23
2.2.4	Avantages et inconvénients de l’ OFDM	24
2.3	Systèmes multi porteuses à base de banc de filtres FBMC.....	25
2.3.1	Principe de la modulation FBMC	25
2.3.1.1	Principe de la FMT (filtered multitone)	25
2.3.1.2	Principe de CMT (Cosine Modulated Multitone)	26
2.3.1.3	Principe SMT (Staggered Multitone)	28
2.3.2	Banc des filtres.....	29
2.3.2.1	Principe de banc de filtres	29
2.3.2.2	Choix de filtre prototype FBMC.....	30
2.3.2.3	Désigne du filtre prototype PHYDYAS	32
2.3.3	Structure générale de la technique FBMC/OQAM	34
2.3.3.1	OQAM pre-processing	34
2.3.3.2	OQAM post-processing	35
2.3.3.3	Banc de filtres de synthèse (l’émission) et d’analyse (à la réception)	36
2.3.3.4	Structure polyphasé	36
2.3.4	Architecture FBMC/OQAM	38
2.4	Conclusion	40

Chapitre 3 : Resultat de simulation de la technique OQAM/FBMC

3.1 Introduction	41
3.2 Réalisation de la chaine de transmission FBMC sous MATLAB.....	42
3.2.1 Paramètres général de la simulation	43
3.2.2 Définition des paramètres de mesure de la performance d'un système	43
3.2.2.1 Taux d'erreur binaire (BER)	43
3.2.2.2 Rapport signal sur bruit (SNR)	43
3.2.2.3 Efficacité spectrale.....	44
3.2.2.4 Comparaison de la complexité.....	44
3.3 Résultat de simulation du filtre prototype	44
3.3.1 Analyse de désigne du filtre prototype.....	44
3.3.2 Influence du paramètre K sur la conception filtre.....	45
3.3.3 Comparaison du filtre OFDM avec le filtre prototype FBMC	46
3.3.4 Performances spectrales.....	47
3.3.5 Influence de facteur K sur l'efficacité spectral du Système FBMC.....	48
3.4 Performances du système OQAM/FBMC via un canal AWGN.....	49
3.4.1 Influence de l'ordre de modulation QAM	49
3.4.2 Influence de la bande de garde.....	49
3.4.3 Influence de l'ordre du filtre prototype.....	50
3.4.4 Influence de la longueur (FFT)	51
3.5 Performances du système OQAM/FBMC via un canal à évanouissement.....	51
3.5.1 Les modèles ITU	52
3.5.2 Performances du système OQAM/FBMC du model ITU via un canal Rayleigh	52
3.5.3 Performances du système OQAM/FBMC du model ITU via un canal RICE.....	53
3.5.4 Les modèles TDL pour la 5G	54
3.5.5 Performances du système OQAM/FBMC du model TDL via un canal 5G.....	55
3.5.6 Discussion	55
3.6 Performances en PAPR.....	55
3.7 Complexité du Système FBMC/OQAM	56
3.8 Conclusion	57
Conclusion Générale.....	58
Bibliographie.....	59

Liste des Figures

Figure 1.1 : Illustration du canal.....	3
Figure 1.2 : Fluctuations à petite et à grande échelles de la réponse du canal.....	4
Figure 1.3 : Classification hiérarchique du canal sans fil radio-mobile.....	4
Figure 1.4 : Les définitions de distance d'affaiblissement de parcours (Path loss)	5
Figure 1.5 : Interaction de l'onde électromagnétique avec son milieu.....	8
Figure 1.6 : Canal équivalent (complexe) en bande de base.....	8
Figure 1.7 : Réponse impulsionnelle du canal.....	9
Figure 1.8 : Spectre de Doppler $S_{\alpha}(V)$	10
Figure 1.9 : Classification des canaux de communication.....	11
Figure 1.10 : Effet et conséquence de la propagation multi trajets.....	13
Figure 1.11 : PDF Raleigh avec diffèrent valeur de sigma	14
Figure 1.12 : PDF Nakagami pour $\Omega=1$ avec diffèrent valeur de n.....	15
Figure 1.13 : PDF Weibull avec diffèrent valeur de k	16
Figure 2.1 : Schéma général d'une modulation multi porteuses	19
Figure 2.2 : Schéma général des modulations FDM et OFDM	20
Figure 2.3 : Schéma de principe de l'OFDM.....	21
Figure 2.4 : Implémentation en utilisant l'IFFT/FFT.....	22
Figure 2.5 : Diagramme de constellation OFDM.....	22
Figure 2.6 : Repense impulsionnelle (a) et fréquentielle (b) de filtre prototype OFDM	23
Figure 2.7 : Structure de CP-OFDM.....	23
Figure 2.8 : Schema bloc d'un system CP-OFDM.....	24
Figure 2.9 : Constellation QAM/PAM pour CMT.....	27
Figure 2.10 : Principe de CMT	27
Figure 2.11 : Constellation OQAM pour SMT.....	29
Figure 2.12 : Principe de SMT.....	29
Figure 2.13 : Système sous bande (a) et système trans multiplexeur (b)	30
Figure 2.14 : Réponse fréquentielle (a) et temporelle (b) du filtre prototype de PHYDYAS.....	33
Figure 2.15 : Section d'un banc des filtres basée sur le prototype avec $K=4$	34
Figure 2.16 : Schéma bloc d'un banc de filtres de synthèse /analyse	34
Figure 2.17 : OQAM pre-processing	35
Figure 2.18 : OQAM post-processing.....	36
Figure 2.19 : Structure polyphasé du système FBMC	37
Figure 2.20 : Structure SFB à l'émission et AFB a la réception	38

Figure 2.21 : Architecture du filtre RIF type normal (a) et type transposer (b)	38
Figure 2.22 : Architecture FS-FBMC.....	39
Figure 2.23 : Principe d'étalement fréquentiel FS-FBMC..... ;;;.....	40
Figure 3.1 : Structure FS-FBMC de la chaine de transmission en émission	42
Figure 3.2 : Structure FS-FBMC de la chaine de transmission en réception.....	43
Figure 3.3 : Repense fréquentielle du filtre prototype PHYDYAS K=4	44
Figure 3.4 : Repense impulsionnelle du filtre prototype PHYDYAS K=4	45
Figure 3.5 : Repense impulsionnelle du filtre prototype PHYDYAS en variation de K	45
Figure 3.6 : Repense fréquentielle du filtre prototype PHYDYAS en variation de K	46
Figure 3.7 : Comparaison repense fréquentielle OFDM/FBMC.....	47
Figure 3.8 : Efficacité spectral de la forme d'onde OFDM(a) et FBMC (b).....	48
Figure 3.9 : Efficacité spectral de la forme d'onde FBMC en variation de K.....	48
Figure 3.10 : Performance BER en fonction du SNR en variation d'ordre QAM.....	49
Figure 3.11 : Performance de la modulation OQAM/FBMC pour 256 QAM via AWGN... ..	50
Figure 3.12 : BER en fonction du SNR en variation du facteur K	50
Figure 3.13 : BER en fonction du SNR en variation NFFT.....	51
Figure 3.14 : BER en fonction du SNR pour ITU model distribution Rayleigh.....	53
Figure 3.15 : BER en fonction du SNR pour ITU model distribution RICE.....	53
Figure 3.16 : BER en fonction du SNR via un canal 5G (Model TDL).....	55
Figure 3.17 : Complexité de la technique FBMC et OFDM.....	56
Figure 3.18 : Complexité de la technique FBMC avec variation de K.....	57

Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Exemple de modèle d'affaiblissement de parcours (Path loss models).....	5
Tableau 1.2 : Atténuation due à la pénétration matériel.....	6
Tableau 1.3 : Model d'atténuation de pénétration O2I	6
Tableau 1.4 : Exemple de PDP des modelés CDL et TDL du 5G	16
Tableau 1.5 : Exemple de mesure des Paramètres des Modelés TDL et CDL.....	17
Tableau 2.1 : Coefficients fréquentiels du filtre prototype PHYDYAS pour $K = 2;3$ et 4	32
Tableau 3.1 : PDP du model Pedestrian A et B.....	52
Tableau 3.2 : PDP du model Vehicular A et B.....	52
Tableau 3.3 : PDP des Models Extended PedestrianA et Extended VehicularA.....	52
Tableau 3.4 : Model TDL avec une distribution Rayleigh et Rice.....	54

Introduction Générale

Pendant ces dernières années, les modulations multi porteuses ont montré leur efficacité dans les communications à large bande filaires et sans fil. L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est la plus utilisée par plusieurs standards : la DAB, la DVB-T, l'ADSL, IEEE 802.11a/g (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX) et LTE.

Aujourd'hui un débat se porte sur le choix de la technique multi porteuses à déployer pour les systèmes de communication sans fils modernes 5G, qui utilise des petites cellules (typiquement dans les zones urbains) fédérer par un ensemble de relais. Pour relever le défi de la capacité, et à fin de bénéficie des nouveaux services à valeur ajoutée tels que le V2x, le D2D, IoT, maison intelligente etc..., il faut trouver d'autres types de modulation qui repoussent les limites de la modulation OFDM .

Afin d'étudier et d'analyser la performance d'une modulation multi porteuses alternative à l'OFDM qui souffre de quelques points faibles tel que : le préfixe cyclique (CP) qui réduit le débit nominal de la transmission, le niveau très élevé des lobes latéraux provoquant une perte de l'efficacité spectrale, le taux élevé du PAPR (*peak-to-average power ratio*) ; ainsi que la désynchronisation temporelle, une technique de modulation multi porteuses intéressante est proposée dans ce travail. Cette technique, appelée FBMC (Filtre Bank based Muticarrier), utilise un banc de filtres RIF bien localisé en fréquence et en temps pour réduire les lobes secondaires, ce qui la rend moins sensible aux erreurs d'interférences entre porteuses. De plus, elle offre une meilleure efficacité spectrale puisqu'elles ne nécessitent ni intervalle de garde ni préfixe cyclique.

L'objectif de ce mémoire est de faire une étude théorique et pratique (par simulation) de la modulation FBMC/OQAM candidate pour le future système de communication sans fils modern 5G qui utilise des petites cellules (typiquement dans les zones urbains) fédérer par un ensemble de relais. Nous nous proposons de faire une étude de performance de la modulation FBMC/OQAM pour une liaison de backhauling entre les différents relais, ceci dans différents scénarios LOS (existence d'une visibilité entre émetteur/ récepteur) et NLOS (pas de visibilité).

Le premier chapitre concerne une étude théorique du canal sans-fil de façon général (Caractéristique, classification, effet et conséquence) ; ainsi que le canal 5 G caractérisé par une bande de fréquence entre 0.5 à 100 GHz.

Le Deuxième chapitre porte sur une étude théorique de l'OFDM et des systèmes FBMC basé sur le filtre prototype validé par le projet européen PHYDYAS.

Dans le dernier chapitre, nous présentant les tests de simulation permettant l'évaluation des performances d'une chaîne de transmission de type OQAM/FBMC selon différents critères et différents scenarios.

Chapitre 1

Canaux de communication sans-fil et radio-mobile

- 1.1. Introduction***
- 1.2. Caractéristiques du canal de propagation***
- 1.3. Classification et effet des canaux de communication***
- 1.4. Modèles des canaux de communication sans-fil***
- 1.5. Conclusion***

1.1 Introduction

Aujourd'hui, nous assistons à une métamorphose des demandes de communications sans fil. En effet, le partage d'image, musique et vidéo entre utilisateurs a changé les modèles de consommation et a imposé des contraintes de taux de données de plus en plus élevées sur les systèmes de communication.

Le canal de transmission sans fil représente la plus grande contrainte à l'augmentation du débit. En effet, un signal émis de l'émetteur se voit sévèrement obstrué par une multitude d'obstacles (bâtiments, montagnes, etc.) et affecté par la mobilité des utilisateurs. Le signal reçu au niveau du récepteur souffre donc de plusieurs types d'évanouissements. Ainsi, les canaux mobiles sont très différents des canaux stationnaires et des canaux câblés, en raison de leur caractère aléatoire.

Dans la conception des systèmes de communications sans fil, il est nécessaire de construire les modèles mathématiques qui caractérisent le milieu de propagation. Plusieurs gammes de modèles statistiques relativement simples ont été élaborées pour les canaux à évanouissement. Ces modèles dépendent de la particularité de l'environnement et des scénarios de communication.

Dans les modèles de propagation moderne (5G), il faut prendre en considération la taille réduite des cellules, la gamme de fréquence (0.5 à 100 GHz) ainsi que la largeur de la bande du signal (jusqu'à 10% de la fréquence centrale mais inférieure à 2GHz). [1]



Figure 1.1 : Illustration du canal.

1.2 Caractéristiques du canal de propagation

Lors de la propagation de l'émetteur vers le récepteur, une interaction de l'onde émise avec le milieu provoque des perturbations dont l'impact est visible à grand et à petite échelle comme indiqué à la figure 1.2.

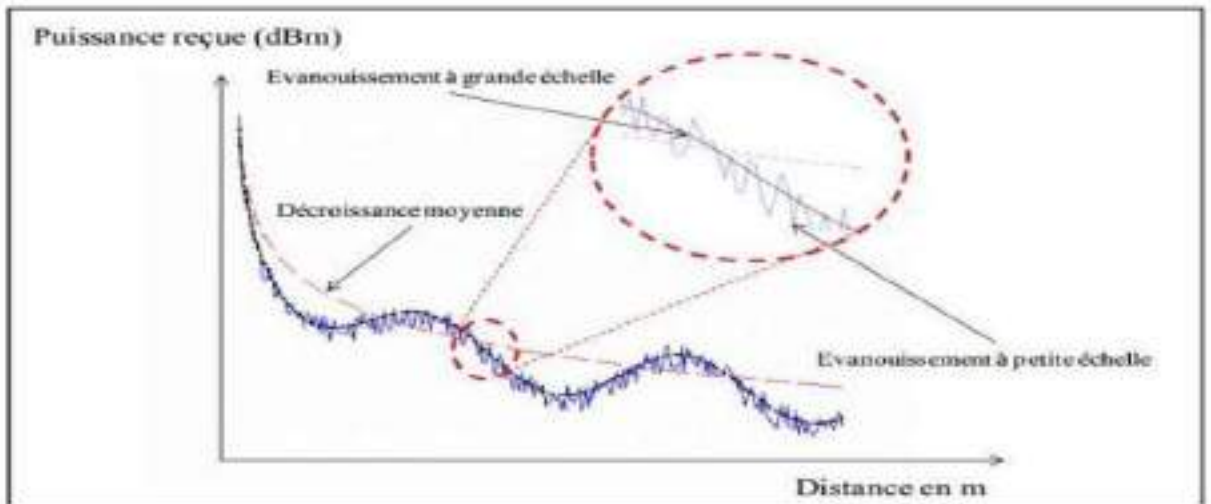


Figure 1.2 : Fluctuations à petite et à grande échelle de la réponse du canal. [8]

Le canal sans fil à évanouissements se caractérise par des variations en temps et en fréquence. Il est représenté hiérarchiquement par l'organigramme ci-dessous (figure 1.3).

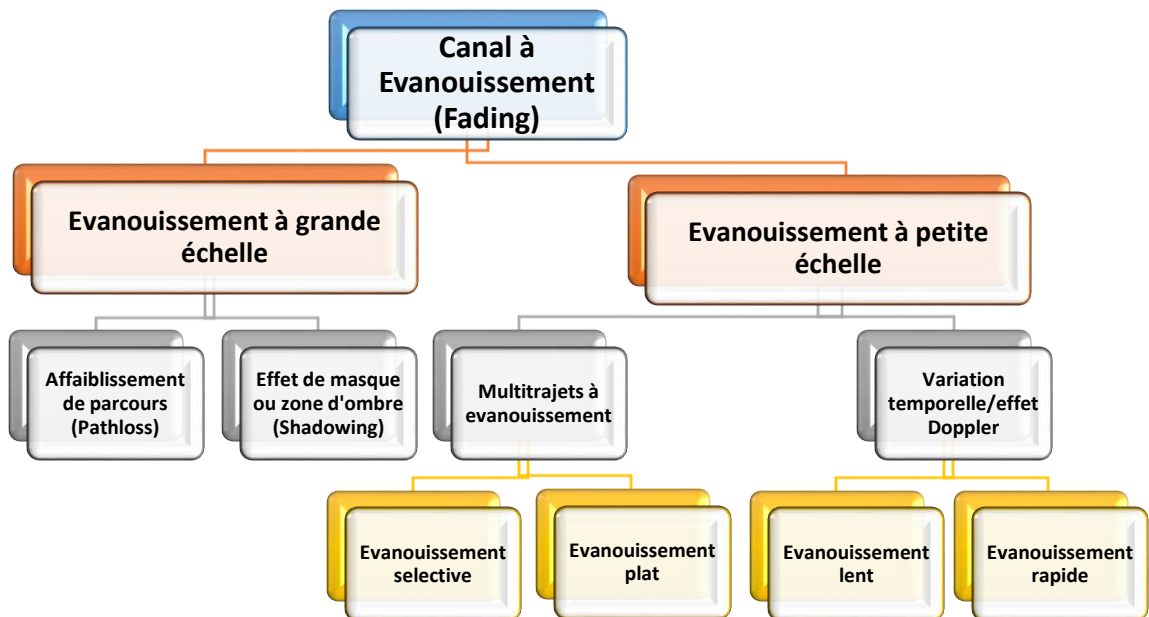


Figure 1.3 : Classification hiérarchique du canal sans fil et radio-mobile.

1.2.1 Evanouissement à grande échelle

Les évanouissements à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurée sur une distance ou sur un intervalle de temps suffisamment grands. Les deux phénomènes à l'origine des variations à grande échelle sont les pertes en distance et les effets de masquage (Shadowing) [4].

1.2.1.1 Affaiblissement de parcours (Path loss)

C'est un phénomène déterministe qui représentant la décroissance moyenne de la puissance reçue en fonction d'augmentation de la distance entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception en scenario LOS (existence d'une visibilité) ou NLOS (pas de visibilité). Les modèles d'affaiblissement de parcours sont récapitulés dans le tableau 1.1 et les définitions de distance sont indiquées sur les figures 1.4.

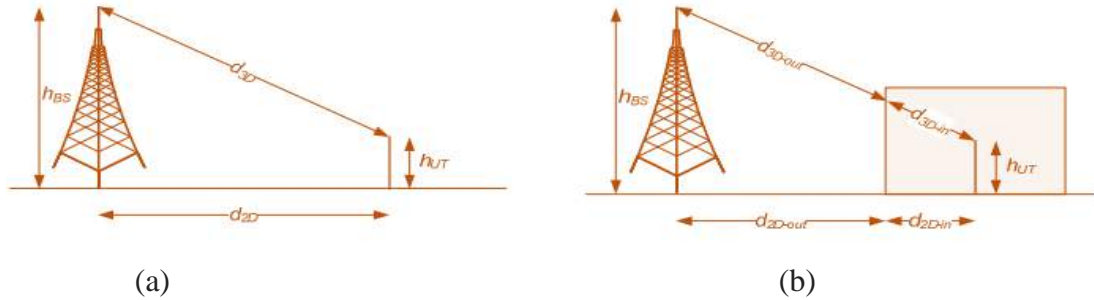


Figure 1.4 : Les définitions de distance d'affaiblissement de parcours (Path loss) [1]

$$d_{3D-out} + d_{3D-in} = \sqrt{(d_{2D-out} + d_{2D-in})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2} \quad (1.1)$$

Le model d'espace libre est donné par :

$$PL_{free} = 20\log_{10}(d) + 46.4 + 20\log_{10}(f_c/5.0) \quad (1.2)$$

Tableau 1.1 : Exemple de modèle d'affaiblissement de parcours (Path loss models) [1].

Scénarios	LOS/NLO	Affaiblissement de parcours (Path Loss) en dB fc en GHz et d en mètre	Effet de masque σ_{SF} [dB]	Spécification
RMa	LOS	$PL_1 = 20\log_{10}(40\pi d_{3D} f_c / 3)$ $+ \min(0.03h^{1.72}, 10)\log_{10}(d_{3D})$ $- \min(0.044h^{1.72}, 14.77) + 0.002\log_{10}(h)d_{3D}$ $PL_2 = PL_1(d_{BP}) + 40\log_{10}(d_{3D}/d_{BP})$ $PL_{RMa-LOS} = \begin{cases} PL_1 & 10m \leq d_{2D} \leq d_{BP} \\ PL_2 & d_{BP} \leq d_{2D} \leq 10km \end{cases}$	$\sigma_{SF} = 4$ $\sigma_{SF} = 6$	$h_{BS} = 35m$ $h_{UT} = 1.5m$ $W = 20m$ $h = 5m$ $0.5 < f_c < 30 \text{ GHz}$ $d_{BP} = 2\pi h_{BS} h_{UT} f_c / c$ $5m \leq h \leq 50m$ $5m \leq W \leq 50m$ $10m \leq h_{BS} \leq 150m$ $1m \leq h_{UT} \leq 10m$ $10m \leq d_{2D} \leq 5Km$
	NLOS	$PL'_{RMa-NLOS} = 161.04 - 7.1\log_{10}(W) + 7.5\log_{10}(h)$ $- (24.37 - 3.7(h/h_{BS})^2)\log_{10}(h_{BS})$ $+ (43.42 - 3.1\log_{10}(h_{BS}))(\log_{10}(d_{3D}) - 3)$ $20\log_{10}(f_c) - (3.2(\log_{10}(11.75h_{UT}))^2 - 4.97)$ $PL_{RMa-NLOS} = \max(PL_{RMa-LOS}, PL'_{RMa-NLOS})$	$\sigma_{SF} = 8$	
UMa	LOS	$PL_1 = 28.0 + 22\log_{10}(d_{3D}) + 20\log_{10}(f_c)$ $PL_1 = 28.0 + 40\log_{10}(d_{3D}) + 20\log_{10}(f_c)$ $- 9\log_{10}((d'_{BP})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2)$ $PL_{UMa-LOS} = \begin{cases} PL_1 & 10m \leq d_{2D} \leq d'_{BP} \\ PL_2 & d'_{BP} \leq d_{2D} \leq 5km \end{cases}$	$\sigma_{SF} = 4$	$1.5m \leq h_{UT} \leq 22.5m$ $h_{BS} = 25m$ $0.5 < f_c < 100 \text{ GHz}$ $d'_{BP} = 4\pi h'_{BS} h'_{UT} f_c / c$ $h'_{BS} = h_{BS} - 1m$ $h'_{UT} = h_{UT} - 1m$

	NLOS	$PL'_{UMa-NLOS} = 13.54 + 39.08 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c) - 0.6(h_{UT} - 1.5)$ $PL_{UMa-NLOS} = \max(PL_{UMa-LOS}, PL'_{UMa-NLOS})$	$\sigma_{SF} = 6$	$1.5m \leq h_{UT} \leq 22.5m$ $h_{BS} = 25m$ $10m \leq d_{2D} \leq 5Km$
		Option : $PL = 32.4 + 20 \log_{10}(f_c) + 30 \log_{10}(d_{3D})$	$\sigma_{SF} = 7.8$	
UMi	LOS	$PL_1 = 32.4 + 21 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c)$ $PL_2 = 32.4 + 40 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c) - 9.5 \log_{10}((d'_{BP})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2)$ $PL_{UMi-LOS} = \begin{cases} PL_1 & 10m \leq d_{2D} \leq d'_{BP} \\ PL_2 & d'_{BP} \leq d_{2D} \leq 5km \end{cases}$	$\sigma_{SF} = 4$	$1.5m \leq h_{UT} \leq 22.5m$ $h_{BS} = 10m$ $d'_{BP} = 4\pi h'_{BS} h'_{UT} f_c / c$ $h'_{BS} = h_{BS} - 1m$ $h'_{UT} = h_{UT} - 1m$
	NLOS	$PL'_{UMi-NLOS} = 35.3 \log_{10}(d_{3D}) + 22.4 + 21.3 \log_{10}(f_c) - 0.3(h_{UT} - 1.5)$ Option: $PL = 32.4 + 20 \log_{10}(f_c) + 31.9 \log_{10}(d_{3D})$	$\sigma_{SF} = 7.82$ $\sigma_{SF} = 8.2$	$1.5m \leq h_{UT} \leq 22.5m$ $h_{BS} = 10m$
H-Office	LOS	$PL_{InH-LOS} = 32.4 + 17.3 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c)$	$\sigma_{SF} = 3$	$1m \leq d_{3D} \leq 100m$
	NLOS	$PL_{InH-LOS} = \max(PL_{InH-LOS}, PL'_{InH-NLOS})$ $PL'_{InH-NLOS} = 38.3 \log_{10}(d_{3D}) + 17.30 + 24.9 \log_{10}(f_c)$	$\sigma_{SF} = 8.03$	$1m \leq d_{3D} \leq 86m$
		Option : $PL'_{InH-NLOS} = 32.4 + 20 \log_{10}(f_c) + 31.9 \log_{10}(d_{3D})$	$\sigma_{SF} = 8.29$	$1m \leq d_{3D} \leq 86m$

L'Atténuation de pénétration extérieure vers l'intérieur (O2I) est récapitulée dans le tableau 1.2, suivant les modèles de pénétration définie dans le tableau 1.3, ensuite a été modélisée comme suite :

$$PL = PL_b + PL_{tw} + PL_{in} + N(0, \sigma_p^2) \tag{1.3}$$

Où, la PL_b est la base d'affaiblissement de parcours externe du trajet.

Tableau 1.2 : Atténuation due à la pénétration matériel [1].

Matériel	Atténuation due à la pénétration [dB]
Verre standard de multi-carreau	$L_{glass} = 2 + 0.2f$ / f : la fréquence d'utilisation
Verre d'IRR	$L_{IIglass} = 23 + 0.3f$
Concret	$L_{concrete} = 5 + 4f$
Bois	$L_{wood} = 5.85 + 0.12f$

Tableau 1.3 : Model d'atténuation de pénétration O2I [1].

Model	Atténuation de mure externe : PL_{tw} [dB]	Atténuation intérieur : PL_{in} [dB]	Standard déviation : σ_p [dB]
Atténuation faible	$5 - 10 \log_{10}(0.3 \cdot 10^{-\frac{L_{glass}}{10}} + 0.7 \cdot 10^{-\frac{L_{concrete}}{10}})$	$0.5d_{2D-in}$	4.4
Atténuation haute	$5 - 10 \log_{10}(0.7 \cdot 10^{-\frac{L_{glass}}{10}} + 0.3 \cdot 10^{-\frac{L_{concrete}}{10}})$	$0.5d_{2D-in}$	6.5

1.2.1.2 Effet de masque (SHADOWING)

L'effet de masque est un phénomène plus local, aléatoire due aux atténuations successives en raison d'objets qui obstruent le chemin de propagation [8]. La distribution log-normale décrit l'effet de masque (données du tableau 1.1), qui se produit sur un grand nombre d'emplacements (ayant la même séparation émetteur et récepteur) de mesure. Par conséquent, les fluctuations aléatoires de la moyenne de la puissance du signal se produisant sur une grande distance et caractérise par la fonction de densité de probabilité (PDF) :

$$P_{\alpha}(\alpha) = \frac{1}{\sigma\alpha\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\ln \alpha - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad \alpha \geq 0 \quad (1.4)$$

Où, α représente la distance ; σ : la variance de $\ln \alpha$ et μ : la moyenne de $\ln \alpha$.

1.2.1.3 Paramètres à grand échelle

Les paramètres classés à grande échelle sont :

- Les données de l'environnement et les paramètres des antennes à utiliser.
- Choix d'état de propagation (LOS/NLOS) selon le tableau 1.1.
- Les conditions de propagation pour les différents liens de BS-UT.
- Calculer l'affaiblissement de parcours avec des formules inscrit au tableau 1.1.
- Etalement du Retard (DS), les diffusions angulaires (ASA, ASD, ZSA, ZSD), le facteur de RICE K et l'effet de masque (SF) [1] [2].

1.2.2 Evanouissement à petite échelle

L'évanouissement à petite échelle fait référence aux changements dramatiques dans l'amplitude et la phase du signal due aux interférences constructives ou distractives entre les différentes versions du signal émis (Propagation multi-trajets).

Les phénomènes de propagation d'onde électromagnétiques ; tel que la réflexion (surfaces lisses), réfraction (milieux translucides), diffraction (angles, pointes) et diffusions « scattering » (milieux rugueux) sont les causes de ce type d'évanouissements comme représenter dans la figure 1.5.

Chaque trajet est caractérisé par sa puissance moyenne, par le retard de propagation qu'il subit, par son spectre de puissance Doppler qui dépendant de l'environnement, de la vitesse du mobile ; ainsi que de la porteuse du signal.

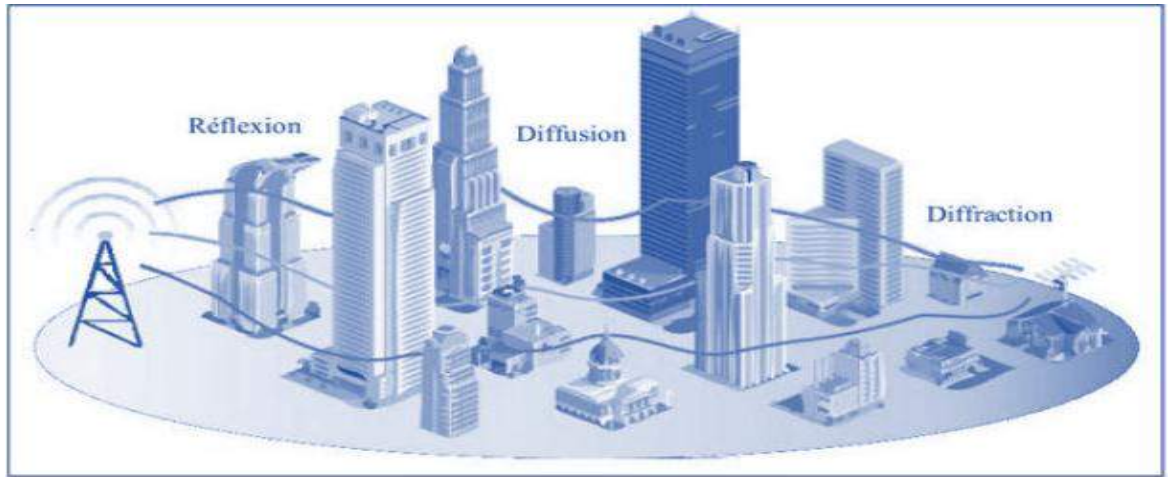


Figure 1.5 : Interaction de l'onde électromagnétique avec son milieu.

On peut représenter le canal à évanouissements en bande de base comme un filtre linéaire, éventuellement variable au cours du temps t (en raison de la mobilité de l'émetteur, du récepteur, ou de l'environnement), avec une réponse impulsionnelle (RI) $h(\tau, t)$ appelé PDP pour Power Delay Profile.

Pour un canal invariant au cours du temps, $h(\tau)$ la relation entrée/sortie (un bruit $n(t)$) consisterait en un produit de convolution (noté “*”), selon

$$\tilde{r}(t) = (h * \tilde{x})(t) + \tilde{n}(t). \quad (1.5)$$

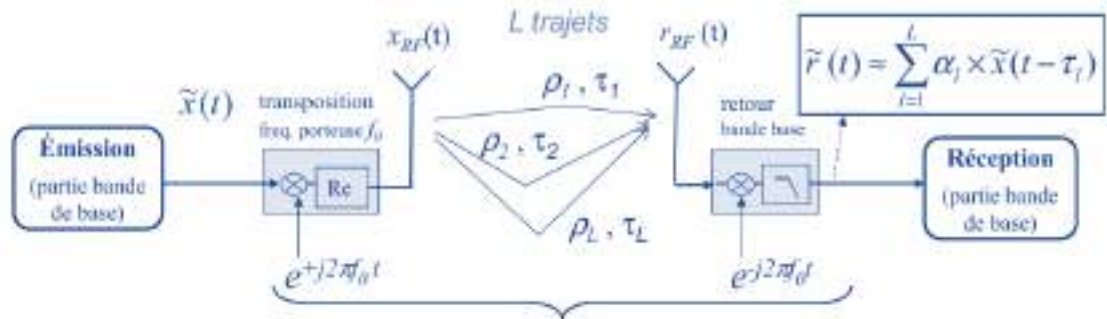


Figure 1.6 : Canal équivalent (complexe) en bande de base. [6]

Dans ce manuscrit, nous considérons la plupart du temps un canal à trajets multiples, dont la RI court-terme $h(\tau, t)$ et le signal de sortie $r(t)$ sont décrits par :

$$h(\tau, t) = \sum_{l=0}^L \alpha_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad \text{et} \quad r(t) = \sum_{l=0}^L \alpha_l(t) x(t - \tau_l) \quad (1.6)$$

Les amplitudes complexes sont notées $\alpha_l(t) = \rho_l(t) \exp^{j\theta_l(t)} \quad (1.7)$

$$\phi_l(t) = -2\pi \cdot f_d \cos(\theta_l) \times t + \text{constante} \quad (1.8)$$

θ_l : Angle d'arrive du trajet N° l au niveau du récepteur (figure 1.7 (a)).

ρ_l : La partie réelle de l'amplitude complexe $\alpha_l(t)$.

l : L'indice du trajet, de 1 à L trajet.

1.2.2.1 Évanouissement lent et évanouissement rapide

Les termes évanouissement lent et évanouissement rapide se réfèrent à la vitesse à laquelle l'amplitude et la phase du signal changent. L'évanouissement est dit lent si la durée du symbole est plus petite que le temps de cohérence canal et dans le cas contraire l'évanouissement est rapide.

L'objectif de cette distinction est important pour la modélisation des canaux et pour l'évaluation de la performance des systèmes de communication.

1.2.2.2 Evanouissement plat et sélectif en fréquence

Le Canal plat (flat fading Channel) est un canal pour lequel toutes les composantes fréquentielles subissent le même niveau d'évanouissement. La sélectivité en fréquence du canal lorsque le canal ne se comporte pas de la même façon lors la variation de la fréquence du signal. Le signal arrive déformé à la réception et des fréquences sont plus atténuées que d'autres.

L'évanouissement sélectif en fréquence se produit lorsque la bande passante du signal transmis est plus grande que la bande passante de cohérence du canal et dans le cas contraire l'évanouissement est dit plat.

1.2.2.3 Paramètres à petite échelle

- a) La PDP (Power delay profile) : le canal sans fil est représenté par son PDP dans la figure 1.7 (b) ci-dessous en fonction des paramètres suivants : retards relatifs, un déphasage d'angle (figure 1.7 (a)) et la puissance moyenne (dB) des trajets :

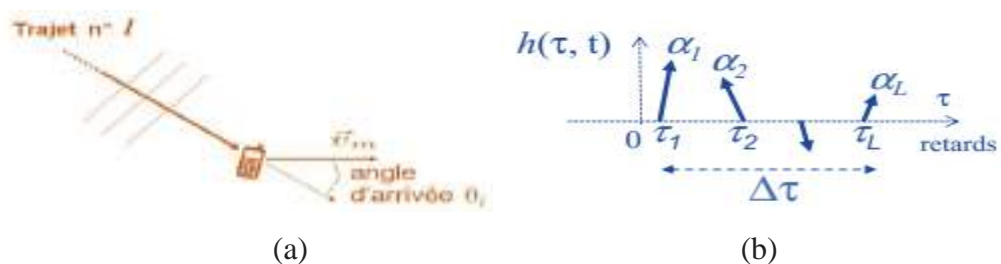


Figure 1.7 : Réponse impulsionnelle du canal. [6]

Le décalage de fréquence est égale a $-f_d \cos\theta_l$.

La puissance des bouquets (plusieurs raies), P_n est donner par :

$$P_n = \frac{P'_n}{\sum_{n=1}^N P'_n} \quad \text{avec} \quad P'_n = \exp\left(-\tau_n \frac{r_{\tau-1}}{r_{\tau DS}}\right) \cdot 10^{\frac{-Z_n}{10}} \quad (1.9)$$

n : l'index de bouquets $n = 1, \dots, N$.

r_{τ} : Le facteur de proportionnalité de la distribution des retards.

τ_l : Le retard du trajet l .

α_l : La puissance moyenne du trajet l .

Z_n : Le facteur d'effet de masque du bouquet en dB et DS : l'étalement du retard.

b) Les retards de propagation : est défini dans un canal de propagation multi trajets par la différence entre le temps de propagation du trajet le plus long et celui du trajet le plus court après leur classement en ordre croissant.

$$\Delta\tau = \tau_l - \tau_1 \quad (1.10)$$

- Retard Moyen (Mean excess delay) ($\bar{\tau}$):
$$\frac{\sum_l \alpha_l^2 \tau_l}{\sum_l \alpha_l^2} = \frac{\sum_l p(\tau_l) p(\tau_l)}{\sum_l p(\tau_l)} \quad (1.11)$$

- Etalement du retard RMS (RMS delay spread):

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2}, \quad \overline{\tau^2} = \frac{\sum_l \alpha_l^2 \tau_l^2}{\sum_l \alpha_l^2} = \frac{\sum_l p(\tau_l) p(\tau_l^2)}{\sum_l p(\tau_l)} \quad (1.12)$$

c) Spectre de puissance Doppler : la fréquence Doppler est donnée par la relation

$$f_d = \frac{v_m f_0}{c} \quad (1.13)$$

Où le temps de cohérence $T_{coh} \approx \frac{1}{f_d}$ et $S_{\alpha_l}(V) = \frac{\sigma_{\alpha_l}^2}{\pi f_d \sqrt{1 - (\frac{V}{f_d})^2}}$ pour $|V| < f_d$ (1.14)

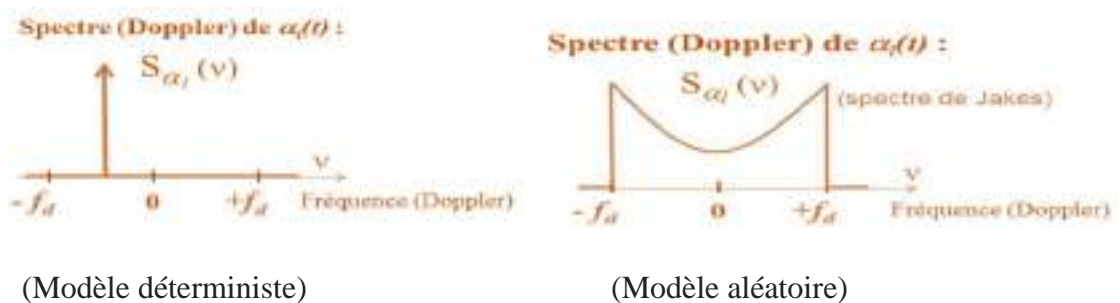


Figure 1.8 : Spectre de Doppler $S_{\alpha}(V)$

d) Bande de cohérence et temps de cohérence :

La bande passante de cohérence B_{coh} , est la largeur de bande de fréquences sur laquelle on peut considérer que la réponse fréquentielle du canal varie peu. On note que la bande de cohérence est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement des retards $\Delta\tau$ (figure 1.7 (b)). Le temps de cohérence T_{coh} est une mesure du temps pendant laquelle la réponse impulsionnelle du canal ne change pas. On note que le temps de cohérence est du même ordre de grandeur que l'inverse de La bande Doppler f_d .

1.2.3 Bruit additif

Le bruit additif est un bruit en relation avec le canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG, AWGN en anglais Additive White Gaussian Noise) qui est aussi un des plus faciles bruit à

généraliser et à analyser. Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne, ...).

Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors sous la forme :

$$y(t) = x(t) + b(t) \tag{1.15}$$

Où $b(t)$ représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance, $\sigma_b^2 = N_0/2$ et de densité spectrale de puissance de bruit N_0 .

La densité de probabilité général s'écrit,
$$P_{Y/X}(y, x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} \exp \frac{-(y-x)^2}{2\sigma_b^2} \tag{1.16}$$

La densité spectrale de puissance est la même pour toutes les fréquences de la bande passante.

1.3 Classification et effet des canaux de communication

1.3.1 Principe de classification

L'appellation "canal de communication" suppose l'association d'un système de communication (facteur humain) et d'un canal de propagation (facteur physique). La classification "canaux de communication" (figure 1.9) dépend de la comparaison de 4 paramètres dont 2 sont issus du système de communication (le temps symbole T_s et la bande B) et deux sont issus du canal de propagation (le temps de cohérence T_{coh} et la bande de cohérence B_{coh}) ou d'un couple équivalent comme $(\Delta\tau, fd)$.

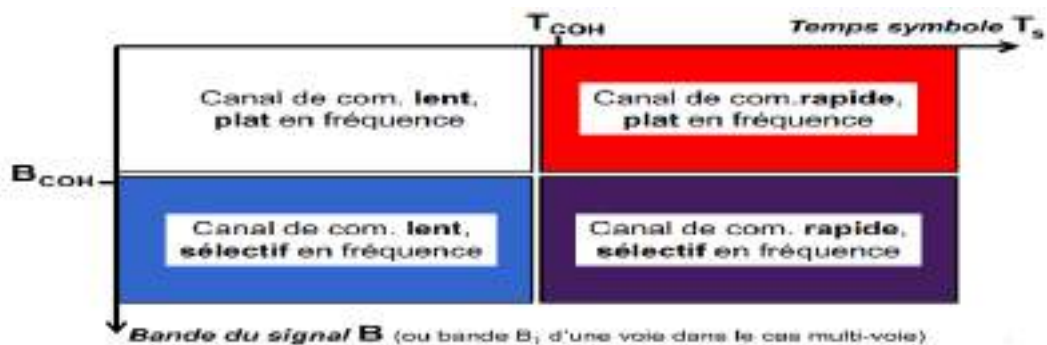


Figure 1.9 : Classification des canaux de communication. [6]

Cette classification indique la relation du canal et le système selon 2 caractères :

a) Variation temporelle :

À l'échelle du temps symbole T_s du système, le canal a une variation "lent" si,

$$T_s \ll T_{coh} \quad \text{ou "rapide" sinon (disons pour } T_s \geq \frac{T_{coh}}{10} \text{).}$$

b) Allure fréquentielle :

À l'échelle de la bande B_1 d'une voie du système, le canal apparaît

- "plat" en fréquence si $B_1 \ll B_{coh}$
- "sélectif" en fréquence sinon ($B_1 \geq \frac{B_{coh}}{10}$)

1.3.2 Cas du canal "underspread"

La quasi-totalité des communications radio se font sur des canaux de propagation dit "underspread", c'est à dire dont les 2 paramètres physiques vérifient $T_{coh} \times B_{coh} \gg 1$. Cette hypothèse de canal "underspread" est une condition favorable pour la transmission. Elle revient à dire que l'évolution du canal est lente vis à vis de la durée des échos, puisque

$$T_{coh} \gg \Delta\tau = 1/B_{coh} \quad (1.17)$$

Ou de manière équivalente, on peut dire aussi que la modulation parasite du canal (caractérisée par l'étalement Doppler f_d) est faible comparée à sa bande de cohérence B_{coh} , soit:

$$f_d \ll B_{coh} \quad (1.18)$$

1.3.3 Effets et conséquences possibles

Pour traiter les effets et les conséquences (négatives ou positives) des canaux de communication, on affinera les 4 classes précédentes. La figure 1.10 résume les effets du canal sur le signal de communication, à partir de la présence ou l'absence des trois phénomènes suivants :

1.3.3.1 Dispersion fréquentielle

Les dispersions fréquentielles sont liées au mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur donc deux aspects a distingué (si le canal de communication est "sélectif en fréquence").

- Aspect négatif : le phénomène d'échos ($\Delta\tau \neq 0$) peut entrainer la perte d'orthogonalité des signaux si plusieurs voies de communication (IEV) existent.

- Aspect positif : diversité fréquentielle ou spatiale.

1.3.3.2 Dispersion temporelle

Les signaux provenant de la même émission arrivent donc au niveau du récepteur avec des retards différents, donc deux aspects ont été distingué (si le canal de communication est à "variation rapide").

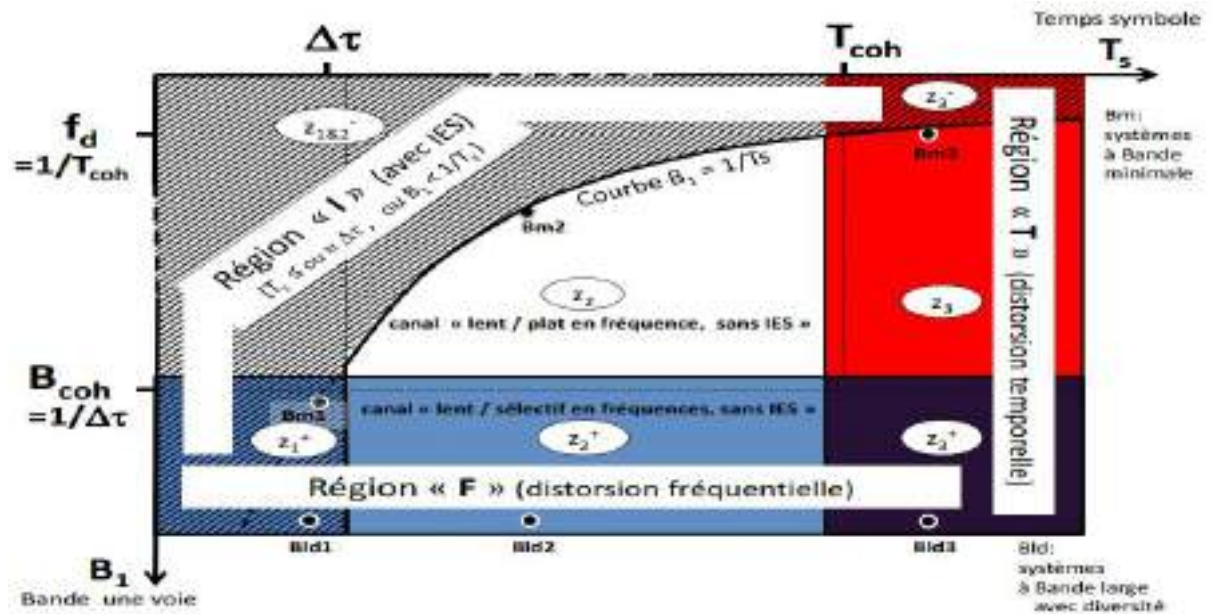


Figure 1.10 : Effet et conséquence de la propagation multi trajets [6]

- Aspect négatif : la modulation parasite ($f_d \neq 0$) peut entraîner la perte d'orthogonalité des formes d'ondes si plusieurs voies de communication (IEV) existent et rend difficile l'estimation du canal/synchronisation.
- Aspect positif : diversité temporelle.

1.3.3.3 Interférences entre symboles successifs (IES)

C'est une perturbation additive sous forme de distorsion d'un signal due au chevauchement entre symboles successifs conduisant à une erreur binaire.

Un système sera potentiellement confronté à la présence d'IES si l'on a l'une ou l'autre (ou les deux) conditions :

- a) $B_1 < B_{min}$ ($B_{min} = 1/T_s$) : alors le critère de Nyquist ne peut pas être satisfait même pour le cas le plus simple d'un canal mono-trajet ($\Delta\tau = 0$).
- b) $T_s \leq \Delta\tau$: en effet, pour un canal à étalement des retards $\Delta\tau \neq 0$, on pourra être complètement assuré d'une IES négligeable seulement si l'intervalle du temps entre l'émission des signaux est grand devant la durée des échos ($T_s \gg \Delta\tau$).

Si $T_s > 10 * \sigma_\tau$ aucune égalisation requise et dans le cas contraire l'égalisation est exigée.

La zone du plan Ts-B₁ (temps symbole et bande d'une voie) la plus utilisée pour communiquer est la zone pour laquelle les trois effets précédents sont absents, avec donc un canal de communication lent, plat en fréquence, et sans effet d'IES, On pourra ainsi choisir à la fois équivalent à :

$$(T_{coh} = 1/f_d) > T_s \gg \Delta\tau \quad (1.19)$$

$$(B_{coh} = 1/\Delta\tau) \gg B_1 \geq (B_{min} = 1/T_s) \quad (1.20)$$

1.4 Modèles des canaux de communications sans-fil

Le modèle des canaux de communications sans-fil est un ensemble des paramètres qui caractérise l'environnement de propagation des ondes. On distingue deux types de modèle.

Le modèle déterministe : est utilisé pour des canaux spécifiques, pour des sites bien défini qui peut être déterminés par plusieurs méthodes ; telles que la méthode de calcul de différences finies dans le domaine temporel (FDTD), La méthode d'élément fini (FEM) et surtout la méthode de traçage de rayon (Ray Tracing).

Le modèle stochastique : (le plus utilisé dans les systèmes mobiles) est basé sur les données statistiques de l'environnement de propagation ou plusieurs types des modèles statistique sont cités dans la littérature.

1.4.1 Modèle de Rayleigh

Le modèle de Rayleigh est fréquemment utilisé pour les canaux à évanouissement par trajets multiples sans visibilité directe (NLOS). La fonction de densité de probabilité du signal reçu suit la distribution de Rayleigh :

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{\alpha}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right) \quad \alpha \geq 0 \quad (1.21)$$

Où, α est l'atténuation dans un canal a évanouissement et σ^2 est la puissance moyenne .

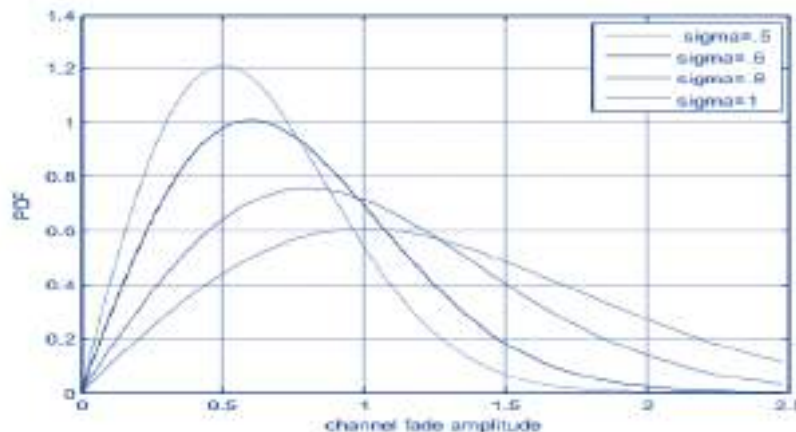


Figure 1.11 : PDF Rayleigh avec diffèrent valeur de sigma . [5]

1.4.2 Modèle Nakagami-n (RICE)

La distribution de Nakagami-n est également connue par la distribution de RICE. Elle est souvent utilisée pour modéliser le canal avec un trajet direct (visibilité directe LOS). Le canal sera constitué d'une forte composante (LOS) et de plusieurs composantes beaucoup plus faibles et aléatoires. La fonction de densité de probabilité est donnée, par :

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2(1+n^2)e^{-n^2}}{\Omega} \alpha \exp\left[-\frac{(1+n^2)\alpha^2}{\Omega}\right] I_0\left(2n\alpha\sqrt{\frac{1+n^2}{\Omega}}\right), \alpha \geq 0 \quad (1.22)$$

Où, n est le paramètre d'évanouissement de Nakagami-n qui varie de 0 à ∞ et qui est liée au facteur K de Rice par $K=n^2$. K est le rapport entre la puissance de la composante LOS et la puissance de la composante NLOS Rayleigh.

Lorsque $K \rightarrow 0$, aucun composant LOS donc RICE devient une distribution Rayleigh.

Lorsque $K \rightarrow \infty$, aucun composant NLOS donc RICE approche une distribution gaussienne.

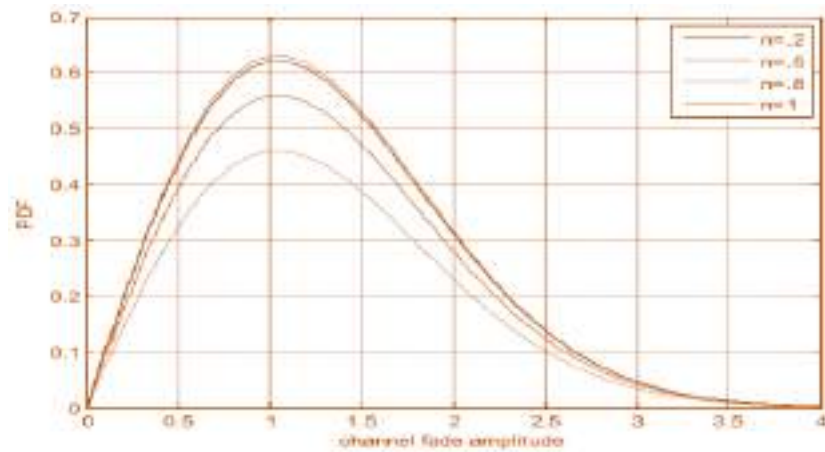


Figure 1.12 : PDF Nakagami pour $\Omega=1$ avec différentes valeurs de n [5]

1.4.3 Modèle de Weibull

La distribution de Weibull est un modèle statistique flexible pour décrire les canaux à évanouissement par trajets multiples pour les deux environnements de propagation intérieurs et extérieurs (Indoor et Outdoor), mais il est souvent utilisé comme modèle pour les canaux à évanouissements Indoor. La fonction densité de probabilité, de la distribution de Weibull est donnée, par :

$$P_{\alpha}(\alpha) = \frac{k}{\Omega} \alpha^{k-1} \exp\left[-\frac{\alpha^k}{\Omega}\right], \quad \alpha \geq 0 \quad (1.23)$$

Où, $k > 0$ est un paramètre d'évanouissement Weibull qui peut prendre les valeurs entre 0 et ∞ , tandis que pour le cas particulier de $k = 2$, l'équation est réduite à la PDF de Rayleigh et pour le cas particulier de $k = 1$, l'équation est réduite à la PDF exponentielle. [5]

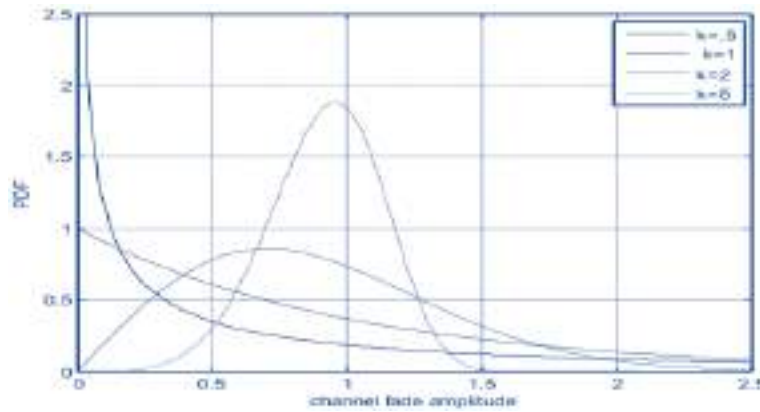


Figure 1.13 : PDF Weibull avec différentes valeurs de k [5]

1.4.4 Modèle stochastique géométrique pour 5G

Puisque les précédentes générations de communications sans fil terrestre étaient habituellement exploitées dans les mêmes bandes des fréquences inférieures à 3 GHz, il était relativement facile d'adapter continuellement les modèles de canaux.

Cependant, les nouveaux réseaux opèrent dans des plages de fréquences complètement nouvelles, telle que la gamme des ondes millimétriques, donc de nouveaux modèles, obtenus uniquement à partir des données fournies par les campagnes de mesure par sondage de canaux dans le tableau 1.4, doivent alors être mis en place.

À l'initiative du 3GPP des mesures à grande échelle ont été effectuées dans des environnements types. La recommandation TR 38.901 version 14.3.0 Release 14 du janvier 2018 a publié des modèles pour les fréquences entre 0.5 et 100 GHz avec une largeur de bande maximum de 2 GHz.

Tableau 1.4 : Exemple de PDP des modèles CDL et TDL du 5G. [1]

Bouquet CDL	Bouquet PAS	Retard Normalisé	Puissance [dB]	AOD [°]	AOA [°]	ZOD [°]	ZOA [°]
1	LOS path	0	-0.2	0	-180	98.5	81.5
	Laplacian	0	-13.5	0	-180	98,5	81.5
2	Laplacian	0.035	-18.8	89.2	89.2	85.5	86.9
3	Laplacian	0.612	-21	89.2	89.2	85.5	86.9
4	Laplacian	1.363	-22.8	89.2	89.2	85.5	86.9
5	Laplacian	1.405	17.9	13	163	97.5	79.4
6	Laplacian	1.804	-20.1	13	163	97.5	79.4
7	Laplacian	2.596	-21.9	13	163	97.5	79.4
8	Laplacian	1.775	-22.9	34.6	-137	98.5	78.2
9	Laplacian	4.042	-27.8	-64.5	74.5	88.4	73.6
10	Laplacian	7.937	-23.6	-32.9	127.7	91.3	78.3
11	Laplacian	9.424	-24.8	52.6	-119.6	103.8	87
12	Laplacian	9.708	-30.0	-132.1	-9.1	80.3	70.6

13	Laplacian	12.525	-27.7	77.2	-83.8	86.5	72.9	
Paramètre Bouquet		CASD [°]	CASA [°]	CZSO[°]	CZSA [°]	XPR [dB]		
Valeur		5	8	3	3	11		
Model TDL de profile NLOS				Model TDL de profile NLOS				
Tape	Retard Normalisé	Puissance [dB]	Distribution	Tape	Retard Normalisé	Puissance [dB]	Distribution	
1	0.0000	-13.4	Rayleigh	1	0	-0.03	LOS path	
2	0.3819	0			0	-22.03		
3	0.4025	-2.2		2	0.5133	-15.8		
4	0.5868	-4		3	0.5440	-18.1		
5	0.4610	-6		4	0.5630	-19.8		
6	0.5375	-8.2		5	0.5440	-22.9		
7	0.6708	-9.9		6	0.7112	-22.4		
8	0.5750	-10.5		7	1.9092	-18.6		
9	0.7618	-7.5		8	1.9293	-20.8		
10	1.5375	-15.9		9	1.9589	-22.6		
11	1.8978	-6.6		10	2.6426	-22.3		
12	2.2242	-16.7		11	3.7136	-25.6		
13	2.1718	-12.4		12	5.4524	-20.2		
14	2.4942	-15.2		13	12.0034	-29.8		
15	2.5119	-10.8		14	20.6519	-29.2		
16	3.0582	-11.3		NOTE : la première tape est une distribution Rician avec un facteur K égale à 13.3 dB et une puissance moyenne 0 dB				
17	4.0810	-12.7						
18	4.4579	-16.2						
19	4.5695	-18.3						
20	4.7966	-18.9						
21	5.0034	-16.6						
22	5.3043	-19.9						
23	9.6586	-19.7						

Pour calculer les valeurs τ_n mesure à partir des valeurs normalisée τ_n model inscrits dans le tableau 1.4 et les valeurs de DS inscrits dans le tableau 1.5.

$$\tau_n \text{ mesure} = DS \times \tau_n \text{ model} \tag{1.24}$$

τ_n model, la valeur normalisé du retard pour le model CDL ou le model TDL.

τ_n mesure, la nouvel valeur mesure du retard trajet en [ns].

DS : est valeur d'étalement du retarde en [ns].

Tableau 1.5 : Exemple de mesure des Paramètres des Modèles TDL et CDL [1]

Model DS	DS [ns]
Plus courte	10
courte	30
Nominal	100
long	300
Plus long	10000

1.4.4.1 Model de bouquets à retard (CDL)

Le modèle CDL, se compose d'un certain nombre des rayons retardés séparés en bouquets. Chaque bouquet a un nombre des rayons par trajets multiples qui ont la même valeur du retard mais différents angles de départ et angles d'arrivée. Le concept de ce modèle est une extension spatiale du model TDL qui contient généralement des informations de puissance, de retard et de spectre Doppler. Le model CDL définissent la puissance, le retard et l'information angulaire, mais le spectre Doppler n'est pas explicitement défini, car il est déterminer par la puissance et l'information angulaire combinés avec la configuration de réseau.

Des modèles CDL peuvent être mis en application par exemple, la génération des coefficients comme indique dans le tableau 1.4. Le TR 38.901 suggère que les retards de la diffusion sont de l'ordre de 10 ns à 1000ns avec 100ns qui représente la valeur nominal du retard. [1]

1.4.4.2 Model des lignes à retard (TDL)

Le modèle TDL est utilisé pour des systèmes simplifiées, par exemple, pour des systèmes non MIMO. Les modèles TDL sont obtenus à partir des modèles CDL en utilisant des antennes isotropes. La TR 38.901 prend en outre des dispositions pour les antennes non isotropes (voir le tableau 1.4). Le spectre de Doppler est caractérisé par une forme classique de spectre (de Jakes) et un effet Doppler Maximum, en raison de la présence d'un trajet direct LOS. [1]

1.5 Conclusion

Le canal de transmission sans fil est sujet à des atténuations en fonction de la distance (évanouissement à grande échelle) et des atténuations causées par les trajets multiples et la mobilité de l'émetteur, récepteur ou des obstacles (évanouissement à petite échelle).

Un des méthodes pour caractériser l'évanouissement du canal est l'utilisation d'une fonction de densité de probabilité (PDF), qui représente la densité de probabilité de la puissance du signal reçu.

De nos jours, de nouveaux modèles appropriés à la future norme 5G voient le jour. Ces modèles sont basés sur les données fournies par les campagnes de mesure et de sondage effectuées sur différents environnements et scénarios.

Chapitre 2

Systèmes multi porteuses à base de banc de filtres FBMC

- 2.1. Introduction***
- 2.2. Modulations multi porteuses OFDM***
- 2.3. Systèmes multi porteuses à base de banc de filtres FBMC***
- 2.4. Conclusion***

2.1 Introduction

Actuellement, les techniques multi porteuses 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 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est un type de modulation multi porteuse très utilisé de nos jours dans différents systèmes (WI-FI, WIMAX, LTE ADVANCED (4G), ADSL, DVB-T2, DVB-S2 et IEEE 802.16e).

L'objectif de notre travail est d'étudier la technique multi porteuse à base de banc de filtres (FBMC) comme une alternative à l'OFDM. La modulation multi porteuses FBMC est caractérisée par une forme d'ondes plus prometteuse qui la rend un candidat fiable pour les systèmes de la future génération 5G.

La technique FBMC permet 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.

2.1.1 Principe des modulations multi porteuses

L'idée originale des modulations multi porteuses consiste à diviser le spectre Δf du signal à transmettre en N sous bandes centrées sur des fréquences dites sous-porteuses (Figure 2.1). Chaque sous-porteuse est modulée par un symbole élémentaire, ce qui signifie que N symboles sont transmis en parallèle au lieu d'un seul.

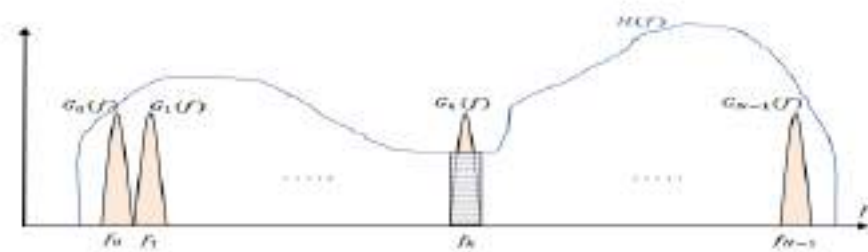


Figure 2.1 : Schéma général d'une modulation multi porteuses

L'objectif est de transformer la bande de fréquences allouée au signal, qui était plus grande que la bande de cohérence B_{coh} du canal, en plusieurs sous bandes plus étroites et plus petites que B_{coh} . Dans le domaine temporel, ceci est équivalent à augmenter la durée du symbole à transmettre (qu'on appelle symbole multi porteuses) pour qu'elle soit plus grande que

l'étalement des retards du canal multi trajets, afin que les interférences entre symboles soient ainsi réduites.

Le schéma général d'une modulation multi porteuses est montré dans la Figure 2.1. Les symboles élémentaires sont regroupés par groupes de N et sont transmis en parallèle via les N sous-porteuses $f_0; f_1; \dots; f_{N-1}$.

Le bon choix des filtres d'émission $g_T(t)$ et de réception $g_R(t)$ et de l'espace entre les sous-porteuses joue un rôle important dans la restitution des signaux à la réception, ce choix varie selon la technique multi porteuses utilisée et influe de l'efficacité spectrale et le niveau des interférences entre porteuses (ICI).

En effet, il y a des modulations qui permettent un chevauchement entre les différents sous-canaux, ce qui augmente leur efficacité spectrale par rapport aux techniques qui exigent une bande de garde pour pouvoir récupérer le signal transmis correctement.

2.1.2 Multiplexage fréquentiel avec porteuses orthogonales

Il existe essentiellement trois formes de multiplexage dans la radiofréquence et l'hyperfréquence : le multiplexage fréquentiel ou spectral (FDM), le multiplexage temporel (TDM) et le multiplexage de code (CDM).

L'utilisation des porteuses orthogonales est une des raisons principales de la réussite des modulations multi porteuses. En effet, le recouvrement partiel entre les sous-canaux apporte un gain important en matière de bande passante et par conséquent une efficacité spectrale élevée et comparable à celle d'une modulation mono porteuse équivalente.

La Figure 2.2, illustre le gain d'efficacité spectrale qu'offre le multiplexage à base des porteuses orthogonales par rapport à celui basé sur des porteuses disjointes.

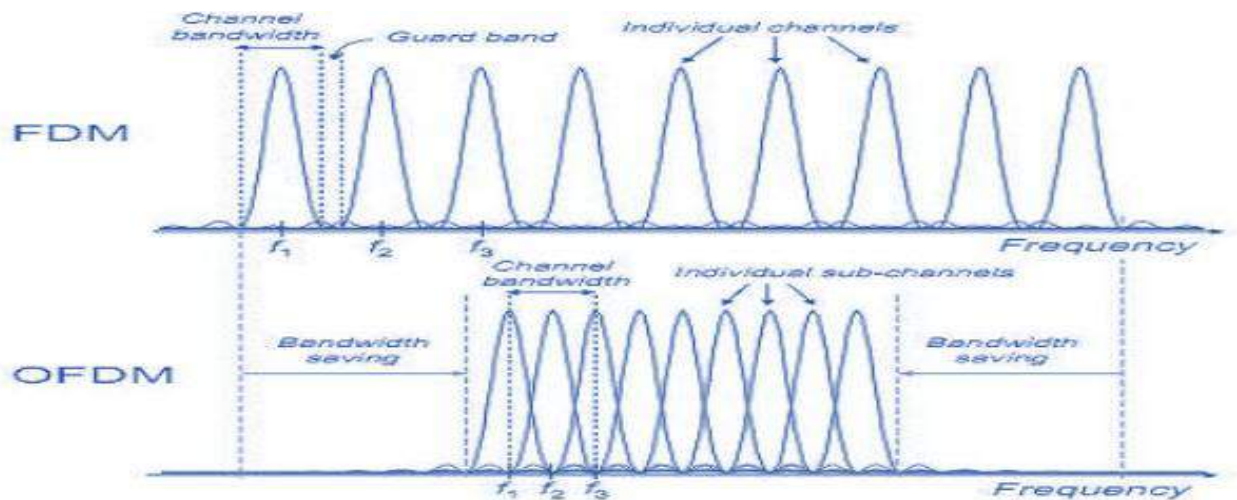


Figure 2.2 : Schéma général des modulations FDM et OFDM. [19]

2.1.3 Formes d'onde pour les modulations multi-porteuse

Il existe dans la littérature récente plusieurs formes d'onde de modulation multi-porteuses, encore objet de recherches scientifiques, qui peuvent être candidates pour la future génération 5G et la radio cognitive. On peut citer :

- ✓ La modulation OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
- ✓ La modulation CP-OFDM (Cyclic Prefix OFDM).
- ✓ La modulation GFDM (Generalized OFDM).
- ✓ La modulation UF-OFDM (Universal Filtered OFDM) .
- ✓ La modulation FBMC (Filter Bank Multi Carrier).
- ✓ La modulation UPMC (Universal Filtered Multi Carrier).

2.2 Modulation multi porteuses OFDM

2.2.1 Principe de la modulation OFDM

L'OFDM une technique qui divise la bande fréquentielle en un nombre fini de sous-porteuses égale à N «orthogonales et uniformes», ce qui permet d'obtenir un meilleur recouvrement spectral et aussi devient une solution pour transmettre un signal à travers un canal sélectif en temps et en fréquence, sans interférence entre symboles,

Comme représente dans le schéma de principe de l'OFDM, le flux de données haut-débit passe par un convertisseur série/parallèle qui divise les données à son entrée en des flux de données parallèles à débit réduit. Chaque flux élémentaire est filtré par une fenêtre rectangulaire $f(t)$ et ensuite modulé sur une sous-porteuse m . À la réception, le signal est démodulé sur chaque sous-porteuse m puis passe par le filtre de réception $f(t)$. Dans un canal idéal, le signal reconstitué à la sortie du récepteur est égal à celui de l'entrée de l'émetteur.

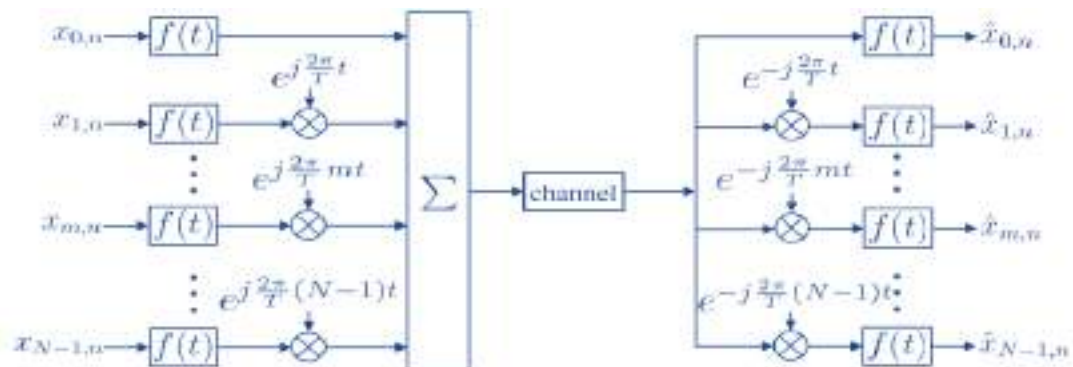


Figure 2.3 : Schéma de principe de l'OFDM

On peut constater, à partir du schéma de l'OFDM, que le signal transmis n'est rien d'autre que la transformée de Fourier inverse du signal d'entrée (Figure 2.4).

Par conséquent, pour récupérer les symboles $x_{m,n}$, le récepteur exécute une simple transformée de Fourier. Si le nombre de sous-porteuses N est une puissance de 2, il est connu que la transformée de Fourier discret DFT et la transformée de Fourier discret inverse peuvent être efficacement implémentées en utilisant la transformée de Fourier rapide (FFT) et la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT), respectivement.



Figure 2.4 : Implémentation en utilisant l'IFFT/FFT

2.2.2 Mappage et filtre prototype OFDM

Les symboles utilisés dans l'OFDM sont des nombres complexes et offrent les constellations souvent de type QAM ou PSK. Le signal est modulé par le $K^{ième}$ train de symboles parmi les N trains.

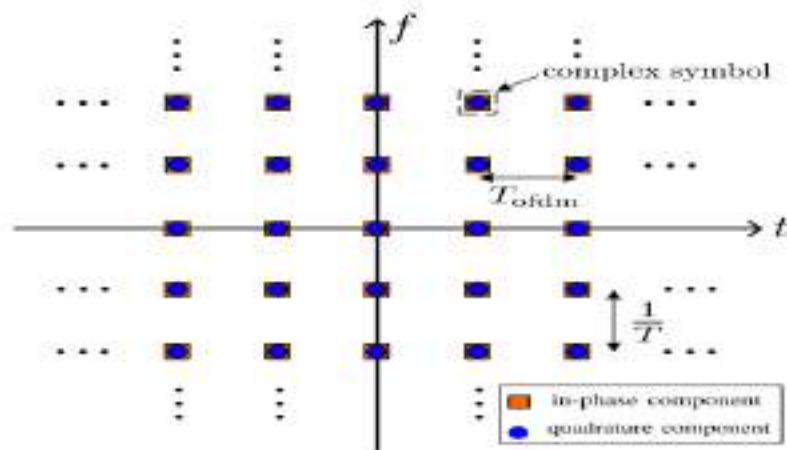


Figure 2.5 : Diagramme de constellation OFDM

La forme d'onde du filtre prototype $f(t)$ de l'OFDM, est la fenêtre rectangulaire représentée dans la figure 2.6 et définit par la réponse impulsionnelle dans la fonction suivante :

$$f_{\pi}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} & t \in [0, T] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.1)$$

La réponse fréquentielle pour ce filtre est donner par :

$$F_{\pi}(f) = \sqrt{T} \times \text{sinc}(\pi fT) \quad (2.2)$$

Ce qui fait de cette technique un cas particulier de la modulation FBMC qui utilise le filtre rectangulaire. Bien que ça soit le cas, les chercheurs font souvent la différence entre FBMC et OFDM et considèrent que cette dernière est une technique à part entière.

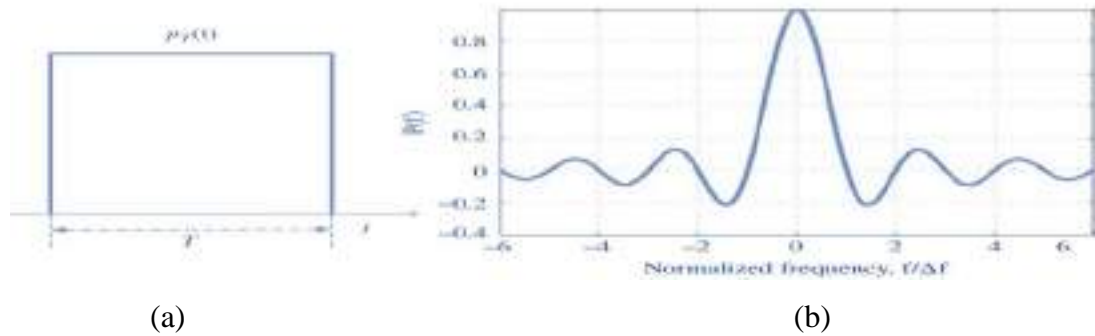


Figure 2.6: Repense impulsionnelle (a) et fréquentielle (b) de filtre prototype OFDM.[8,24]

2.2.3 Intervalle de garde

Il convient de rajouter un intervalle de garde (IG) comme indique la figure 2.7 permettant de faire courir les effets du canal multi trajets sur une durée complémentaire. Ces effets qui se manifestent par l'interférence entre deux symboles OFDM successifs est la conséquence directe de la propagation de ces deux symboles sur les différents trajets du canal.

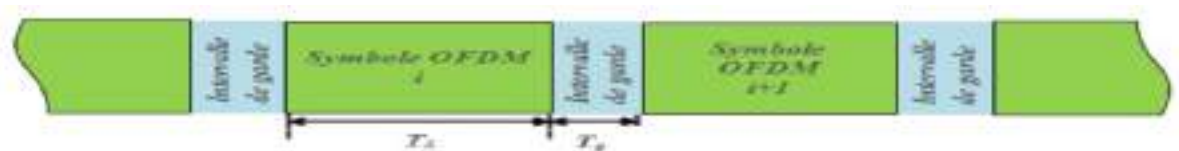


Figure 2.7 : Structure de CP-OFDM [24]

Trois types d'intervalle de garde :

- **CP** : La technique de préfixe cyclique est la plus populaire, elle consiste à insérer une copie d'un bloc d'information à transmettre en amont de la trame. Plus clairement, il s'agit de récupérer une partie des informations à transmettre et d'insérer ces informations en début de trame appeler CP-OFDM est représenté dans la figure 2.8. [14]
- **ZP** : Insérer des zéros au lieu d'intervalle de garde et aucun signal est transmis pendant l'intervalle de garde, appeler zero-padding (ZP-OFDM).
- **KSP** : Où l'intervalle de garde est constitué de symboles pilotes, cette technique d'intervalle de garde peut être utile pour résoudre l'ambiguïté de synchronisation temporelle qui se produit avec d'autres techniques d'intervalle de garde.

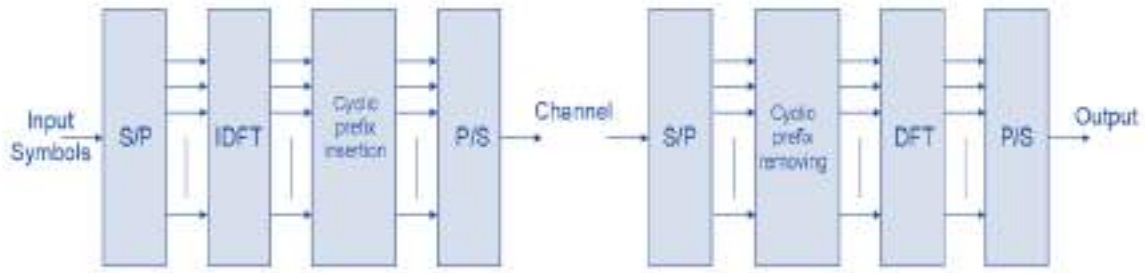


Figure 2.8: Schema bloc d'un system CP-OFDM [24]

2.2.4 Avantages et inconvénients de l'OFDM

la technique OFDM présente plusieurs avantages dont les principaux sont :

- Une implémentation facile en utilisant la transformée de Fourier rapide (FFT).
- Une robustesse aux effets des trajets multiples en utilisant un préfixe cyclique (CP).
- Une simple égalisation utilisant un coefficient pour chaque sous-porteuse grâce au préfixe cyclique.
- Une bonne efficacité spectrale permettant le recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses.
- Utilisation optimale de la bande passante, en comparaison avec le multiplexage fréquentiel classique.
- L'OFDM diminue l'ISI du au retard de propagation multi-trajets en augmentant la durée du symbole.
- Les canaux deviennent non sélectifs en fréquence, car on divise la bande passante du signal OFDM en plusieurs sous-bandes de largeur petite et donc la réponse du canal est considérée plate sur chaque sous-bande.

D'autre part, la technique OFDM souffre des certains inconvénients majeurs résumés comme suit :

- D'une part, l'insertion du préfixe cyclique réduit l'efficacité spectrale puisque aucune information utile n'est transmise pendant la durée de ce préfixe cyclique.
- Le niveau très élevé des lobes latéraux présents dans le spectre du filtre rectangulaire le rend non-compact et cause une perte additionnelle de l'efficacité spectrale.
- Problèmes du facteur de crête : l'enveloppe du signal OFDM présente de grands pics ce qui sature rapidement l'amplificateur de puissance.

- Problèmes de synchronisation : le processus de démodulation, et en particulier l'opération de décodage, nécessite une synchronisation très précise.
- la synchronisation de fréquence (Emetteur /récepteur) à une plus grande sensibilité pour l'effet Doppler Et/ou le CFO (décalage fréquentielle).
- La sensibilité aux erreurs de synchronisation due au décalage en phase et en fréquence générée par l'oscillateur local de la partie radio.

2 .3 Systèmes multi porteuses à base de banc de filtres FBMC

2.3.1 Principe de la modulation FBMC

La techniques FBMC (Filter Bank Multi-Carrier) est une modulation multi-porteuse à base de banc de filtres. Elle est proposée d'être une technologie de transmission principale pour les futures communications sans fil modernes 5G. La techniques FBMC utilise un banc des filtres RIF bien localisé en fréquence et en temps avec des lobes secondaires réduits, ce qui la rend moins sensible aux erreurs.

Son succès est dans la combinaison FBMC/OQAM et qu'elle soit une solution alternative à l'OFDM dont elle conserve les avantages et améliore les points faibles.

Les techniques basées sur FBMC peuvent être séparées en trois catégories principales ; la modulation FMT (filtered multitone) [13,22]. Les techniques appelées CMT (Cosine Modulated Multitone) et SMT (Staggered Multitone) [25].

2.3.1.1 Principe de la FMT (filtered multitone)

La modulation FMT, est une modulation multi porteuses qui ne permet pas le chevauchement spectral entre les porteuses contrairement à l'OFDM. Les ICI (Inter Carrier Interference) deviennent ainsi négligeables. Le système FMT n'utilise pas d'intervalle de garde, il a alors besoin d'un égaliseur pour combattre les ISI. Le FMT a l'avantage d'être moins sensible au décalage fréquentiel en comparaison avec l'OFDM. La technique FMT a été proposée pour la transmission des données dans le standard VDSL (very-high-speed digital subscriber lines)[22].

Le signal FMT peut être défini par :

$$x(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} \sum_{m \in [0, M-1]} C_{m,n} g(t - nT) \exp\left(\frac{j2\pi mt(1+\alpha)}{T}\right) \quad (2.3)$$

La variable α est un facteur de roll-off, $g(t)$ est le filtre prototype, $C_{m,n}$ est le symbole complexe

Les filtres de mise en forme sont construits de telle sorte que les interférences entre les porteuses adjacentes sont les plus faibles possibles. Les porteuses ne doivent pas alors se chevaucher en fréquence mais peuvent se chevaucher en temps.

Le filtre de Nyquist en racine de cosinus surélevé SRRC à α est le filtre le plus utilisé dans cette classe. La bande de garde utiliser génère une perte d'efficacité dans cette classe des systèmes des bancs des filtres.

2.3.1.2 Principe de CMT (Cosine Modulated Multitone)

La technique CMT est une modulation multi porteuses qui transmet directement des symboles PAM .Le système multicartes CMT est fondamentalement le même que la discrète ondelette multi-tone (DWMT) où les flux parallèles des symboles des données PAM (amplitude d'impulsion modulée) sont transmis en utilisant un ensemble des sous-porteuses à bande latérale résiduelle (VSB). Ce schéma également à une efficacité spectrale maximale possible.

Dans un système CMT représenter a la figure 2.10, pour transmettre N symboles complexes, un système avec $2N$ sous-porteuses mis en œuvre où chaque porteuse transmet un symbole réel, tandis que, dans un système FBMC-OQAM l'émetteur-récepteur aurait N sous-porteuses qui véhiculent N symboles complexes. [14]. Le signal $s_K(t)$ à l'entrée de la kième sous porteuse est une succession de symboles PAM s_n^K à un débit $1/T$. Il est donné par :

$$s_K(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n^K \delta(t - nT) \quad (2.4)$$

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} s_n^K \delta(t - nT) e^{j\frac{\pi}{2T}(t-nT)} e^{jk(\frac{\pi}{T}t + \frac{\pi}{2})} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} s_n^K \gamma_{k,n}(t) \quad (2.5)$$

$$\gamma_{k,n}(t) = g(t - nT) e^{j\frac{\pi}{2T}(t-nT)} e^{j\Phi^k(t)} \quad (2.6)$$

$$\Phi^k(t) = k \left(\frac{\pi}{T}t + \frac{\pi}{2} \right) \quad (2.7)$$

T est la durée du symbole CMT, N le nombre de sous-porteuses, n l'indice de temps, et $g(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre prototype, il doit être une racine carrée d'un filtre de Nyquist, s_n^k est le symbole PAM émis par L'émetteur aurait des N sous porteuses pour faire la transmission des N symboles complexe.

Si les symboles FBMC-OQAM sont transmis avec un débit symboles $(1 / T)$ sur chaque sous porteuses avec une bande passante de $(1 / T)$, un système équivalent de CMT avec le même

débit, aurait un débit symboles de $(1 / T)$ sur chaque sous porteuses avec une bande passante de $(1 / 2T)$ comme indiquer à la figure 2.9.

La modulation CMT peut réaliser le même débit FBMC-OQAM par la moitié de la bande passante. Chose qui est normale car un symbole PAM occupe la moitié de la bande de fréquences occupée par un symbole QAM.

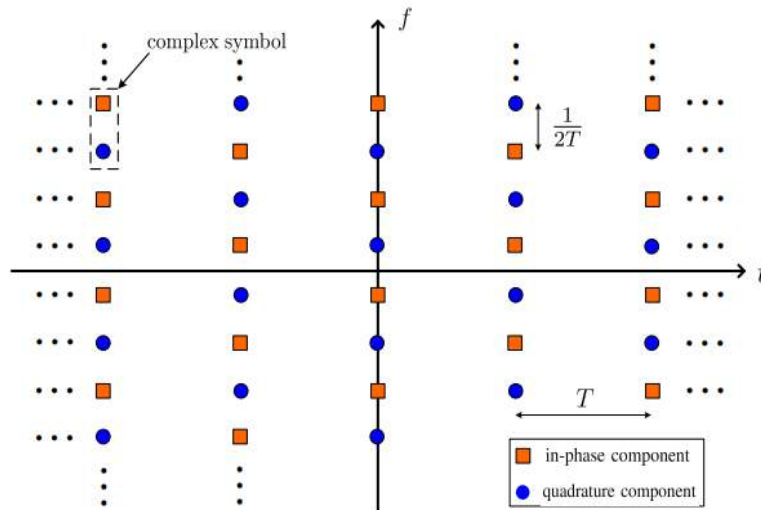


Figure 2.9 : Constellation QAM/PAM pour CMT

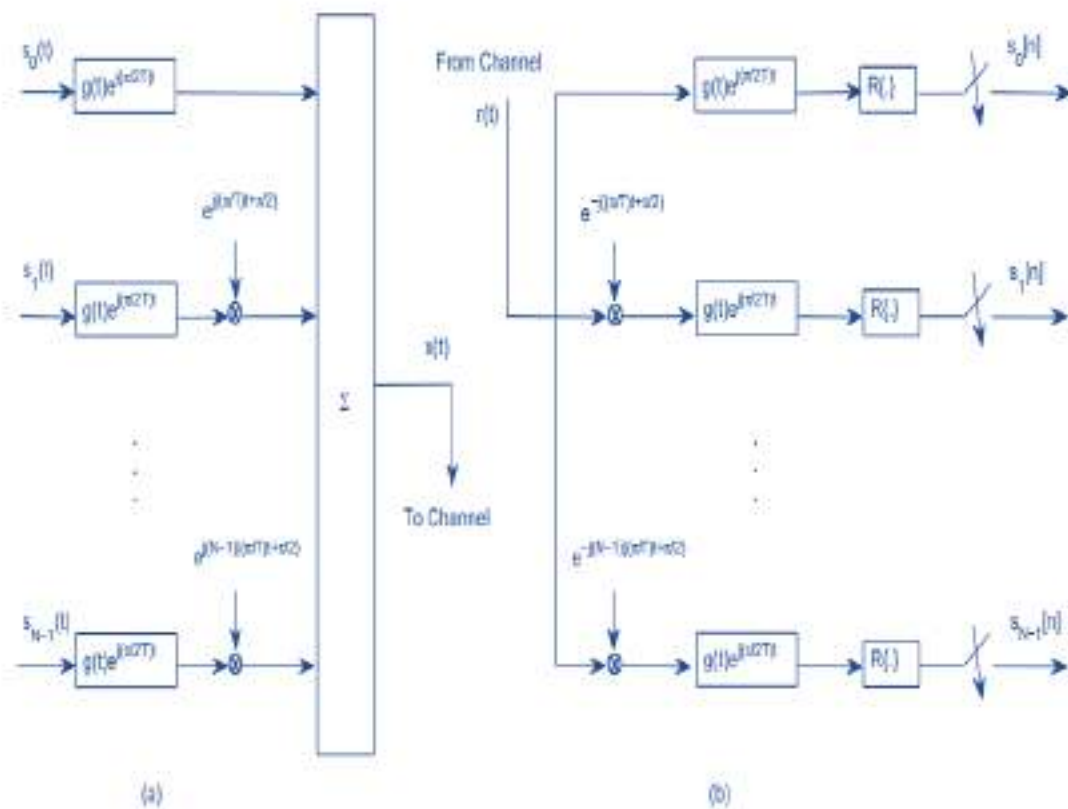


Figure 2.10 : Principe de CMT

2.3.1.3 Principe SMT (Staggered Multitone)

La technique SMT est une modulation multi porteuses qui transmet des symboles QAM décalés appelée OQAM (Offset Quadrature Amplitude Modulated)

Le schéma général d'un système SMT dans la figure 2.12 montre l'idée principale de la FBMC/OQAM. Cette idée est de transmettre des symboles offset QAM comme représenté à la figure 2.11 au lieu des symboles QAM conventionnels où un décalage d'une demi-période symbole $T/2$ est introduit entre la partie réelle et la partie imaginaire d'un symbole QAM donné. Si la partie imaginaire est retardée de $T/2$ sur une sous-porteuse, la partie réelle sera retardée de $T/2$ sur la sous-porteuse suivante.

Le signal SMT transmis est donné par l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \left(s_n^K [I] g(t - nT) + js_n^k [Q] g\left(t - nT - \frac{T}{2}\right) \right) e^{jk\left(\frac{2\pi}{T} + \frac{\pi}{2}\right)} \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} (s_n^K [I] g(t - nT) e^{jk\left(\frac{2\pi}{T} + \frac{\pi}{2}\right)} + js_n^k [Q] g\left(t - nT - \frac{T}{2}\right) e^{jk\left(\frac{2\pi}{T} + \frac{\pi}{2}\right)}) \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \left(s_n^K [I] \lambda_{k,n}(t) + js_n^k [Q] \lambda_{k,n}\left(t - \frac{T}{2}\right) \right) \tag{2.8}
 \end{aligned}$$

Où $s_n^K [I]$ et $s_n^K [Q]$ sont, respectivement, les composantes en phase et en quadrature du symbole QAM à la $K^{ième}$ sous porteuse et au $n^{ième}$ symbole temporel. $\lambda_{k,n}(t)$ est donnée par :

$$\lambda_{k,n}(t) = g(t - nT) e^{j\Phi^k(2t)} \tag{2.9}$$

La relation entre les signaux transmis CMT et SMT peut être exprimée dans le domaine fréquentielle et temporelle respectivement comme suit :

$$X_{CMT}(f) = X_{SMT}\left(f - \frac{1}{4T}\right) \tag{2.10}$$

$$x_{CMT}(t) = x_{SMT}(t) e^{j\frac{\pi}{T}t} \tag{2.11}$$

Ce résultat montre que les techniques CMT et SMT sont identiques et le signal de l'une peut être obtenu à partir de celui de l'autre.

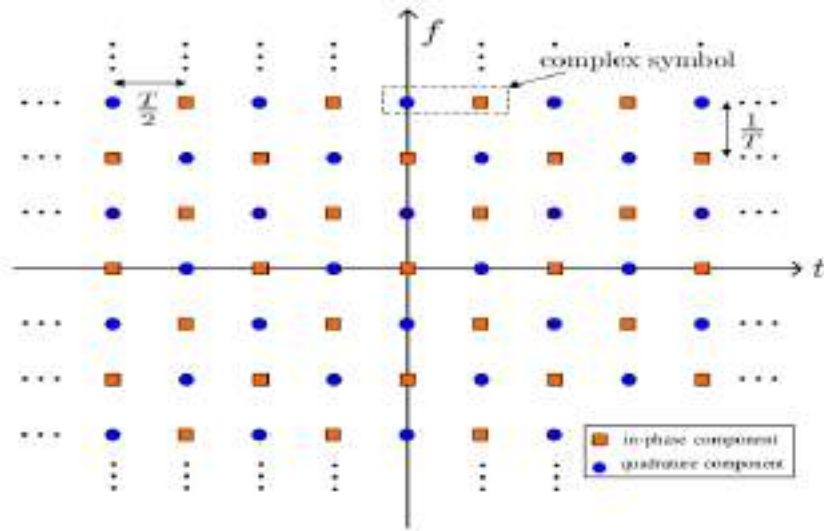


Figure 2.11 : Constellation OQAM pour SMT

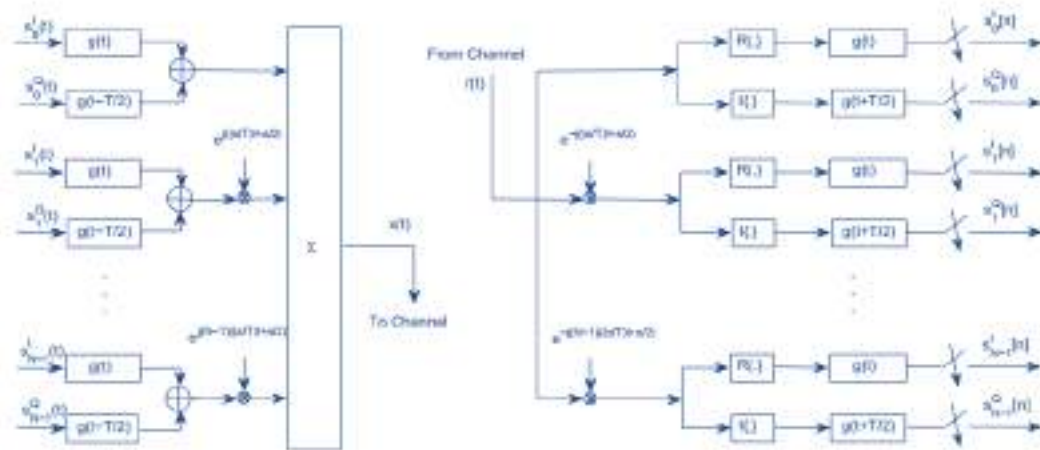


Figure 2.12 : Principe de SMT

Parmi ces différentes classes de FBMC tel que FMT, CMT et SMT, FBMC-OQAM(SMT) est préférée pour être un choix approprié pour différentes applications telles que les systèmes 5G et les systèmes par radio cognitifs (CR), Cette conclusion est due au fait que la OQAM/FBMC présente l'atténuation la plus élevée parmi les trois techniques pour des valeurs fixes de la longueur du filtre et du nombre de sous porteuses.

2.3.2 Banc de filtres

2.3.2.1 Principe de banc de filtres

La modulation FBMC utilise un filtre à réponse impulsionnelle finie appelé filtre prototype pour construire un banc de N filtres en utilisant N versions décalées du filtre prototype.

Il existe deux types de banc des filtres : banc des filtres de synthèse SFB (en émission) et banc des filtres d'analyse AFB (en réception) [16]. L'avantage des bancs de filtre réside dans leur utilisation par paires. Leur combinaison se fait selon deux alternatives, soit comme un système de sous-bande (AFB puis SFB) ; figure 2.13 (a) ou comme un système Trans multiplexeurs (SFB puis AFB) ; figure 2.13 (b). Dans le cas AFB, le banc de filtres peut être considéré comme un analyseur d'un signal d'entrée selon les caractéristiques de chaque filtre.

Inversement, si des signaux individuels sont filtrés et les sorties des filtres sont reliés entre eux, puis additionnés, un nouveau composant est synthétisé. Par conséquent, le nom de cette configuration est appelé Banc de filtres de synthèse (SFB).

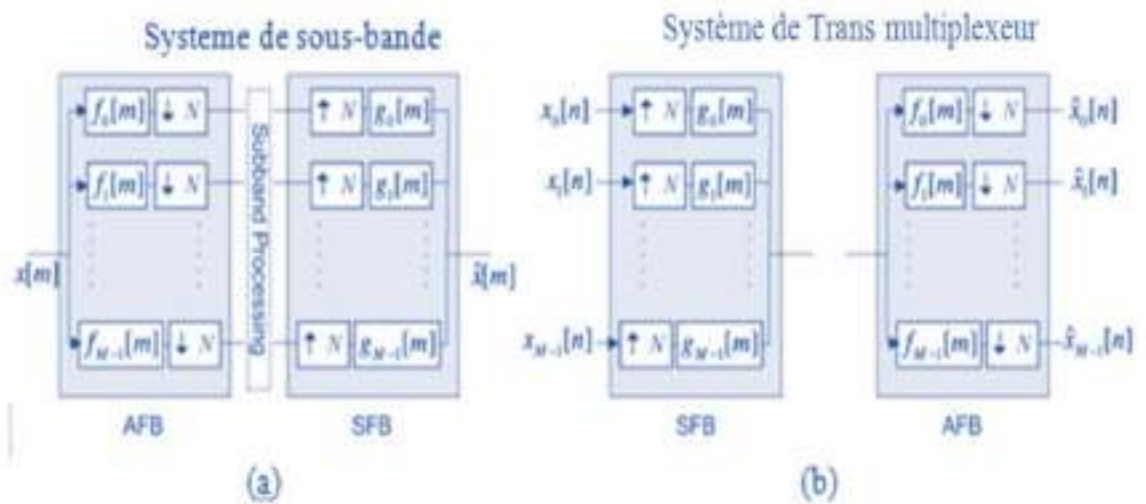


Figure 2.13 : Système sous bandes (a) et système trans multiplexeurs (b). [26]

Le trans multiplexeur FBMC peut être efficacement implémenté en utilisant la représentation polyphasée du filtre prototype, cette implémentation se base sur le fait que le banc de filtre de synthèse SFB (émetteur FBMC) et celui d'analyse AFB (récepteur FBMC) sont composés d'un ensemble de versions décalées de la réponse fréquentielle du filtre prototype. Les filtres bancs SFB et AFB sont basés sur deux opérations de base en traitement numérique du signal multi cadence sont la décimation et l'interpolation d'un filtre prototype.

2.3.2.2 Choix de filtre prototype FBMC

Le choix des fonctions pour le filtre prototypes dépend de certaines propriétés, dont :

1. L'énergie hors bande doit être minimale pour diminuer les interférences. Cette contrainte peut être abordée de deux manière, soit en maximisant l'énergie dans les sous porteuses, soit en minimisant la valeur maximale des lobes hors bande.

2. Maximiser la localisation en temps et en fréquence.

De nombreuses fonctions peuvent être utilisées comme filtre prototype :

- **La fonction rectangulaire ou fenêtre** : Elle satisfait la contrainte d'orthogonalité réelle, elle n'est pas bien localisée et c'est la fonction prototype utilisée dans l'OFDM.

- **La forme d'onde en racine de cosinus surélevé (SRRC)** : Cette forme d'onde est très utilisée dans les communications numériques. Le SRRC est mieux localisé en fréquence qu'un filtre rectangulaire, mais au prix d'une perte de localisation en temps.

- **La fonction gaussienne** : Se caractérise par une bonne localisation en temps et en fréquence, mais elle n'est pas orthogonale, et donc ne peut pas être considérée comme une fonction prototype pour différentes applications.

- **Le filtre IOTA (Isotropic orthogonal transform algorithm)** : Pour tirer profit de l'avantage de la fonction gaussienne, on a pensé à lui appliquer une double orthogonalisation, et cela nous a conduit à la fonction IOTA [14]. Elle se caractérise par une localisation quasi optimale dans la fonction comme suite.

$$g_{\alpha, v_0, \tau_0}(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} d_{k, \alpha, v_0} \left[g_{\alpha} \left(t + \frac{k}{v_0} \right) + g_{\alpha} \left(t - \frac{k}{v_0} \right) \right] \sum_{l=0}^{\infty} d_{l, \frac{1}{\alpha}, \tau_0} \cos \left(2\pi l \frac{t}{\tau_0} \right) \quad (2.12)$$

Où $g_{\alpha}(t) = \sqrt[4]{2\alpha} e^{-\pi\alpha t^2}$ (2.13)

et α le facteur de diffusion. Les coefficients d_{k, α, v_0} et $d_{l, \frac{1}{\alpha}, \tau_0}$ sont calculés en détail dans [18].

La fonction de transfert $G(f)$, peut être obtenue à partir de $g_{\alpha, v_0, \tau_0}(t)$ à l'aide d'une simple transformée de Fourier.

Cependant, cette fonction a un support temps-fréquence infini et ne respecte évidemment pas le critère de Nyquist qui garantit une absence d'interférence entre symboles en canal plat. La fonction a été étendue pour la construction d'un filtre prototype à localisation temps/fréquence non-isotrope.

- **Le filtre EGF (Extended gaussien function)**: Cette forme d'onde se base sur la fonction gaussienne par un procédé d'orthogonalisation . Il diffère du filtre IOTA, car il permet une pondération de la localisation en temps et de la localisation en fréquence.

- **Filtre prototype PHYDYAS (Physical layer for dynamic spectrum access and cognitive radio)** : Ce filtre a été proposé suite au projet européen PHYDYAS, et conçu par Bellanger[11].

Les coefficients du filtre peuvent être calculés selon les paramètres suivants :le nombre de porteuses, le facteur de chevauchement et le paramètre du roll-off. Le filtre PHYDYAS est plus localisé en fréquence et moins localisé en temps que le filtre IOTA.

Dans notre cas, nous avons choisi le filtre prototype de Phydys, ce filtre est conçu de telle sorte que seuls les filtres des sous-porteuses immédiatement adjacents sont se chevauchent significativement les uns avec les autres dans le domaine fréquentiel.

2.3.2.3 Désigne du filtre prototype PHYDYAS [11]

La réalisation de ce filtre est basée sur la technique d'échantillonnage de fréquence (frequency sampling technique) qui consiste à déterminer les coefficients fréquentiels qui respectent les critères de Nyquist et d'orthogonalité et de le construire à partir de ces coefficients. La réponse fréquentielle qui est échantillonnée sur un des points de fréquence $K \times M$ uniformément espacés de $W_k = \frac{2\pi k}{KM}$ par interpolation et ensuite la réponse impulsionnelle par transformée de Fourier inverse.

La détermination des coefficients fréquentiels dépend du facteur de chevauchement $K = LM$, où L est le nombre de coefficients de la réponse impulsionnelle du filtre .

Les coefficients de fréquence du filtre de demi-Nyquist sont obtenu pour $K=2,3$ et 4 sont donnés dans la Tableau 2.1 :

Tableau 2.1 : Coefficients fréquentiels du filtre prototype PHYDYAS pour $K = 2 ; 3$ et 4 .

K	H_0	H_1	H_2	H_3	$\sigma^2 (dB)$
2	1	$\sqrt{2}/2$	-	-	-35
3	1	0.911438	0.411438	-	-44
4	1	0.971960	$\sqrt{2}/2$	0.235147	-65

La réponse fréquentielle, représentée dans la figure 2.14 (b) ci-dessous, est obtenue à partir des coefficients fréquentiels ci-dessus à l'aide de la formule d'interpolation suivante [13][11]:

$$H(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} H_k \frac{\sin(\pi(f - \frac{k}{MK})MK)}{MK \sin(\pi(f - \frac{k}{MK}))} \tag{2.14}$$

La réponse impulsionnelle finie du filtre prototype passe-bas, représentée dans la figure 2.14 (a) ci-dessous, a été obtenu à l'aide de la transformer de fourrier inverse est régie par l'expression suivante :

$$h[n] = H_0 + 2 \cdot \sum_{R=1}^{R-1} (-1)^k H_k \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot k}{K \cdot N} \cdot (n+1)\right) \quad (2.15)$$

$$h(t) = 1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} H_k \cos\left(2\pi \frac{kt}{KT}\right) \quad (2.16)$$

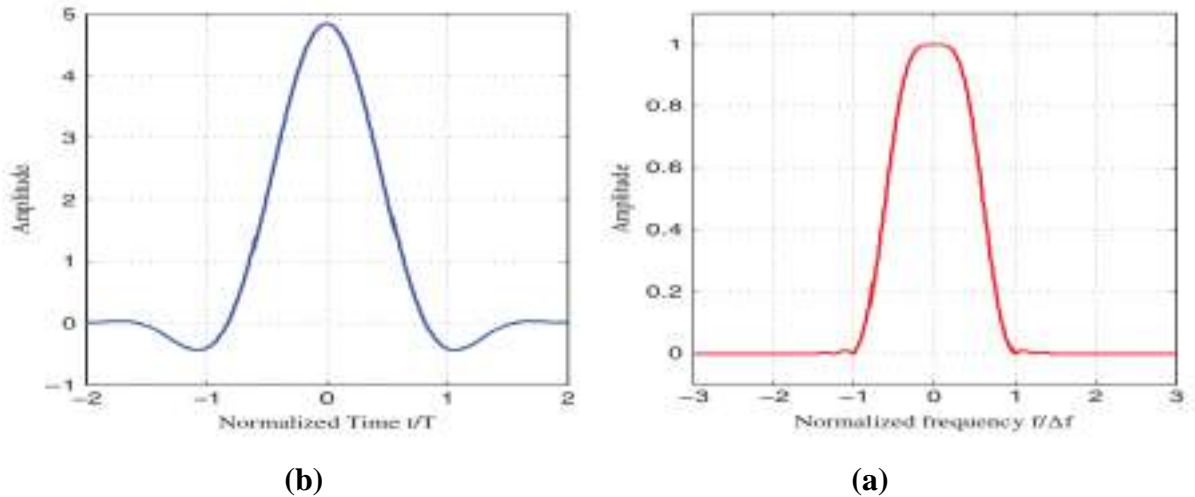


Figure 2.14: Réponse fréquentielle (a) et temporelle (b) du filtre prototype de PHYDYAS [21].

À partir de cette représentation, On peut voir clairement que les ondulations observées hors bande sont presque négligeables. Une fois que le filtre de prototype a été conçu, le banc de filtres est obtenue par les décalages de fréquence k/M , comme dans le cas de FFT. Le filtre avec l'index k est obtenu en multipliant les coefficients de filtrer prototype par $e^{j2\pi ki/M}$. La remarque principale est que les sous-porteuses avec le même type d'index (index impaire) ne se chevauchent pas, ce qui représente un résultat très intéressant pour la conception du système.

En effet, une sous-porteuses particulière chevauche dans le domaine fréquentielle avec ses voisins seulement comme représenter dans la figure 2.15.

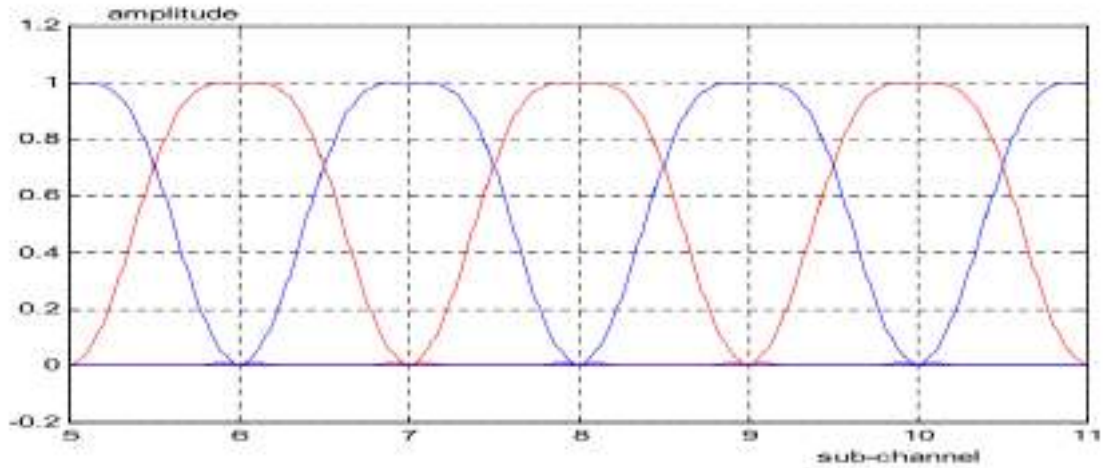


Figure 2.15 : Section d'un banc de filtres basée sur le prototype avec $K=4$. [20]

2.3.3 Structure générale de la technique FBMC/OQAM

Dans la structure générale de la technique FBMC/OQAM représenté dans la figure 2.16 à l'émission, on a le bloc OQAM pre-processing IFFT et le banc de filtres de synthèse. A la réception, il y a le bloc OQAM post-processing FFT et le banc de filtres d'analyse .

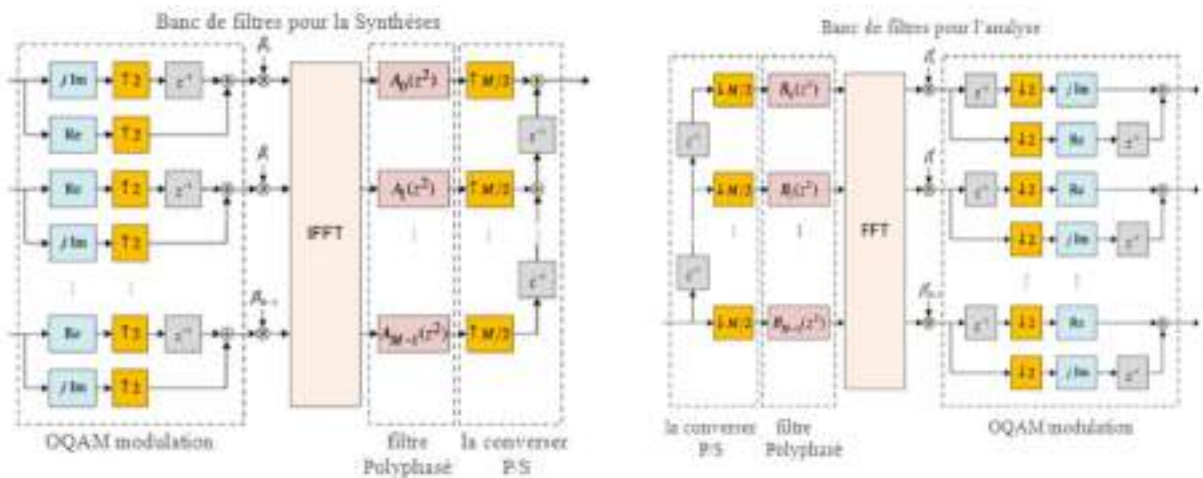


Figure 2.16 : Schéma bloc d'un banc des filtres de synthèse /analyse. [26]

2.3.3.1 OQAM pre-processing

La première opération comme représenté à la figure 2.17 est une conversion complexe/réelle où les parties réelles et imaginaires d'un symbole complexe, $C_k[L]$ transmises à un débit $1/T$, sont séparées pour former deux nouveaux symboles et représente la période du signal ($T = 1/\Delta f$) avec l'espacement entre les sous-porteuses.

$$d_k[n] \text{ et } d_k[n + 1] \text{ Avec } d_k[n] = \begin{cases} \text{Re}(C_k[l]), k \text{ pair} \\ \text{Im}(C_k[l]), k \text{ impair} \end{cases}$$

$$d_k[n + 1] = \begin{cases} \text{Im}(C_k[l]), k \text{ pair} \\ \text{Re}(C_k[l]), k \text{ impair} \end{cases} \quad (2.17)$$

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

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

$$\theta_k[n] = j^{k+n} \quad (2.18)$$

Les données à la sortie du bloc OQAM pre-processing , $x_k[n]$ peuvent s'exprimer :

$$x_k[n] = d_k[n]\theta_k[n] \quad (2.19)$$

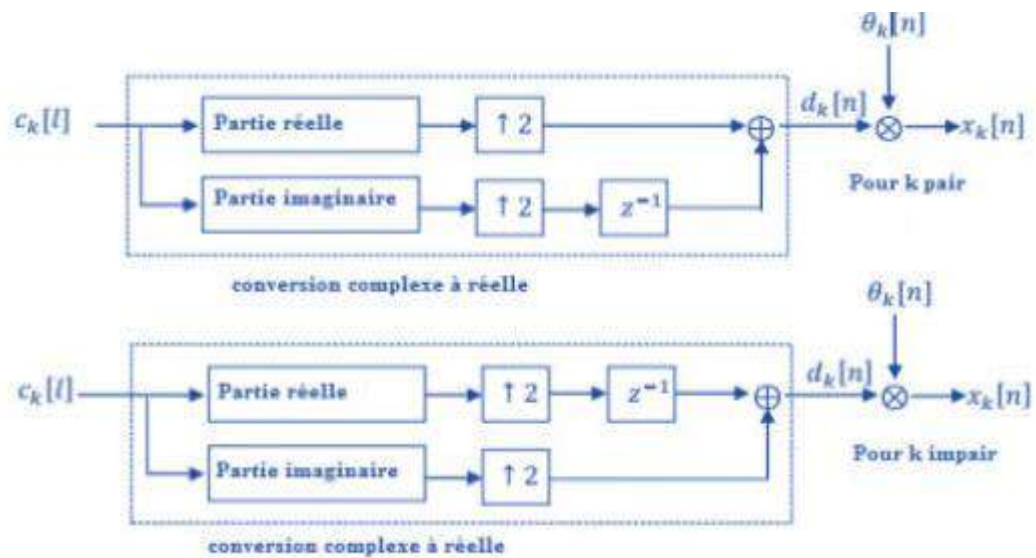


Figure 2.17: OQAM pre-processing [29]

2.3.3.2 OQAM post-processing

La première opération comme représenté à la figure 2.18 est une multiplication par le complexe conjugué de $\theta_k[n]$ suivie de l'opération qui ne consiste qu'à prendre que la partie réelle.

La deuxième opération est la conversion réelle/complexe dans laquelle deux symboles réelles successifs (l'un des symboles est multiplié par j) forment un symbole complexe défini par :

$$\xi_k[l] = \begin{cases} \widehat{d}_k[n] + j\widehat{d}_k[n + 1], k \text{ pair} \\ \widehat{d}_k[n + 1] + j\widehat{d}_k[n], k \text{ impair} \end{cases} \quad (2.20)$$

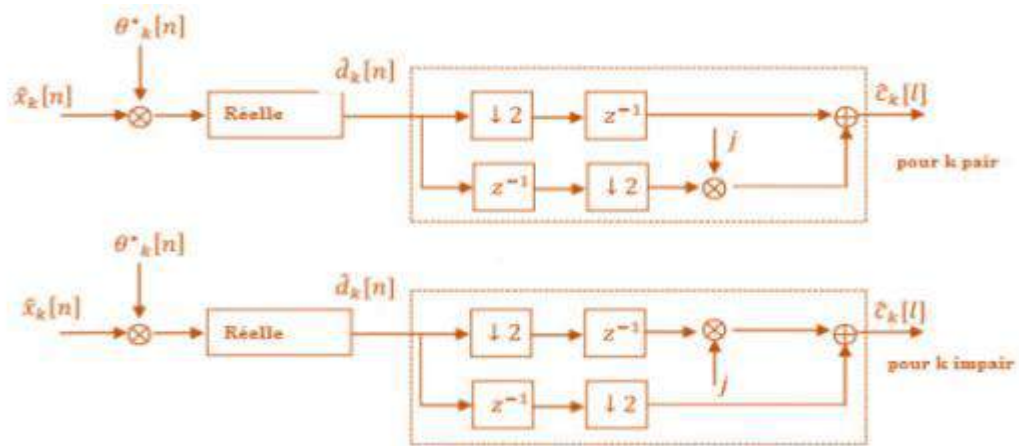


Figure 2.18 : OQAM post-processing . [29]

2.3.3.3 Banc de filtres de synthèse (l'émission) et d'analyse (à la réception)

A l'entrée du banc de filtres de synthèse, le signal $X_k(Z)$ ou $k = 0, 1, \dots, M - 1$ est sur-échantillonné à $M/2$ puis filtré par les filtres de synthèse $G_k(Z)$. Ensuite, tous les sous-signaux sont additionnés pour former $Y(Z)$. A la réception $R(Z)$, le signal est filtré par les filtres d'analyse $F_k(Z)$ puis les M échantillons sont sous-échantillonnés à $M/2$ pour former $\widehat{X}_k(z)$ Le $k^{ième}$ filtre de synthèse est défini par :

$$g_k[m] = p[m] \exp\left(j \frac{2\pi K}{M} \left(m - \frac{L_p - 1}{2}\right)\right) \quad (2.21)$$

Où, m : de $0 \dots M$, étant le nombre de sous porteuses, la longueur du filtre prototype telle que $L_p = KM - 1$, K est le facteur de chevauchement et $p[m]$ est la réponse impulsionnelle finie du filtre prototype. L'expression du $k^{ième}$ filtre d'analyse est donnée par :

$$f_k[m] = g_k^*[L_p - 1 - m]$$

En remplaçant m par la valeur $L_p - 1 - m$ dans la relation (2.21) ci-dessus la relation devient comme suit :

$$g_k[m] = p[L_p - 1 - m] \exp\left(j \frac{2\pi K}{M} \left(m - \frac{L_p - 1}{2}\right)\right) \quad (2.22)$$

2.3.3.4 Structure polyphasé

L'implémentation d'un banc de filtres de synthèse et d'un banc de filtres d'analyse dans un système FBMC/OQAM est très complexe à mettre en œuvre. Pour réduire la complexité de calcul, on exploite la structure polyphasée des bancs de filtres de synthèse et d'analyse avec les opérations IFFT/FFT comme représenter dans la figure 2.19.

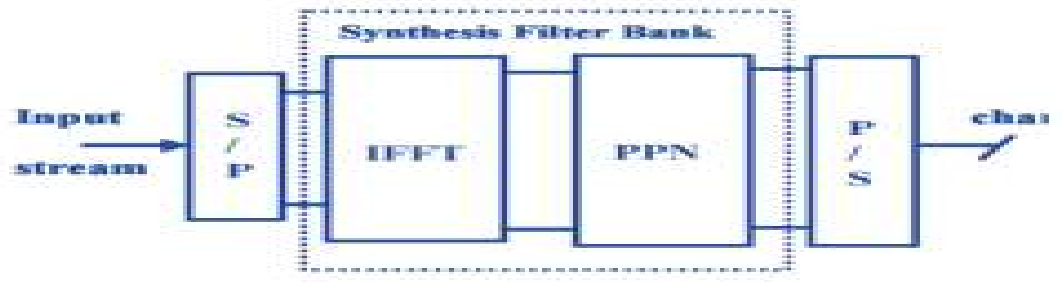


Figure 2.19 : Structure polyphasé du système FBMC. [29]

Dans le cas des modulations à banc de filtres, le nombre de composantes polyphasés du filtre est noté $\xi_k[m]$, l'expression de la décomposition polyphasé du $K^{ième}$ filtre d'analyse est :

$$\xi_k[m] = \exp\left(j\frac{2\pi k}{M}\left(m - \frac{L_p-1}{2}\right)\right) = \exp\left(-j\frac{2\pi k}{M}\left(\frac{L_p-1}{2}\right)\right) \exp\left(j\frac{2\pi km}{M}\right) = \beta_k \gamma_k[m] \quad (2.23)$$

$$\gamma_k[m] = \exp\left(j\frac{2\pi km}{M}\right) \quad (2.24)$$

$$\beta_k[n] = (-1)^{kn} \exp\left(-j\frac{2\pi k}{M}\left(\frac{L_p-1}{2}\right)\right) \quad (2.25)$$

On ajoute le terme $(-1)^{kn}$ à β_k afin qu'il soit possible de décaler la fréquence du signal de tous les sous-porteuses autour de la fréquence zéro.

$$m = q + tM \quad \text{ou} \quad q = 0, 1, \dots, M-1 \quad \text{et} \quad t = 0, 1, \dots, K-1$$

$$\text{Alors} \quad \gamma_k[m] = \gamma_k[q + tM] \quad (2.26)$$

L'expression de $K^{ième}$ filtre de synthèse $G_k(z)$ sous le filtre polyphasé est :

$$\begin{aligned} G_k(z) &= \sum_{m=0}^{L_p-1} p[m] \xi_k[m] z^{-m} = \sum_{q=0}^{M-1} \sum_{t=0}^{K-1} p[q + tM] \beta_k \gamma_k[q + tM] z^{-(q+tM)} \\ &= \sum_{q=0}^{M-1} \beta_k \gamma_k[q + tM] z^{-q} \sum_{t=0}^{K-1} p[q + tM] z^{tM} = \beta_k \sum_{q=0}^{M-1} \gamma_k[q] A_q(z^M) \end{aligned} \quad (2.27)$$

Sous forme matricielle, on a l'expression suivante :

$$G(z) = \beta \cdot W \cdot A(z) \cdot O(z) \quad (2.28)$$

$$\text{Avec} \quad G(z) = [G_0(z) G_1(z) \dots G_{M-1}(z)]^T, \quad \beta = \text{diag}(B_0 B_1 \dots B_{M-1}) \quad W = M_{\gamma_k}(q)$$

$$A(z) = \text{diag}[A_0(z) A_1(z) \dots A_{M-1}(z)] \quad O(z) = [1 \quad z^{-1} \quad \dots \quad z^{-(M-1)}]$$

L'expression de la décomposition polyphasée du $K^{ième}$ filtre d'analyse $F_k(z)$ est :

$$F_k(z) = \sum_{m=0}^{L_p-1} p[L_p - 1 - m] \xi_k^*[m] z^{-m} = \beta_k(z) \sum_{q=0}^{M-1} \gamma_k^q[q] z^{-M-1-q} B_q(z) \quad (2.29)$$

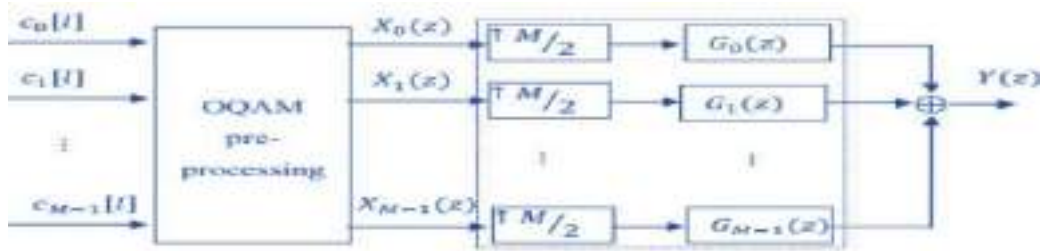
ou $B_q(z) = A_{M-1-q}(z)$

Sous forme matricielle, l'équation (2.29) s'écrit :

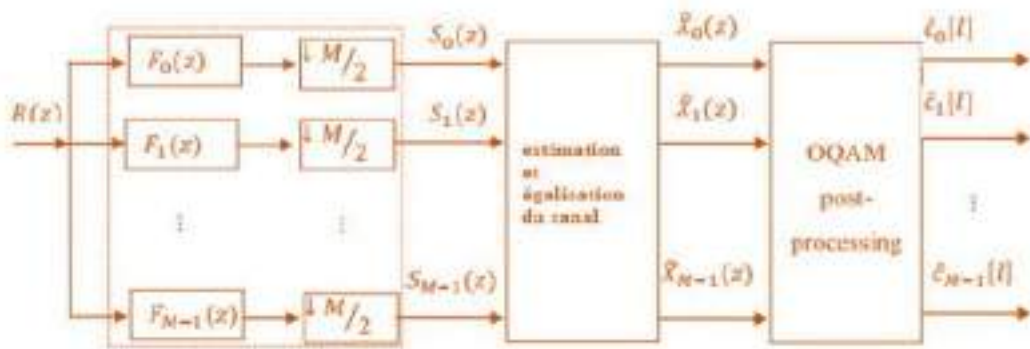
$$F(z) = \beta^* * W^* * B(z)N(z) \tag{2.30}$$

ou $F(z) = [F_0(z)F_1(z) \dots \dots \dots F_{M-1}(z)]^T$, $B(z) = \text{diag}(B_0(z)B_1(z) \dots \dots B_{M-1}(z))$

$$N(z) = [z^{-(M-1)}z^{-(M-2)} \dots z^{-1}]^T$$



(SFB à l'émission)



(AFB a la réception)

Figure 2.20 : Structure SFB à l'émission et AFB a la réception. [20]

L'égalisation en réception est alors effectuée comme indiqué à la figure 2.20 dans une opération estimation de canal et égalisation en utilisant des estimateurs de moindres carrés (MMSE). Le filtre $G_k(z)$ en émission ou $F_k(z)$ en réception sont implémentés comme représentés par les figures 2.21 :

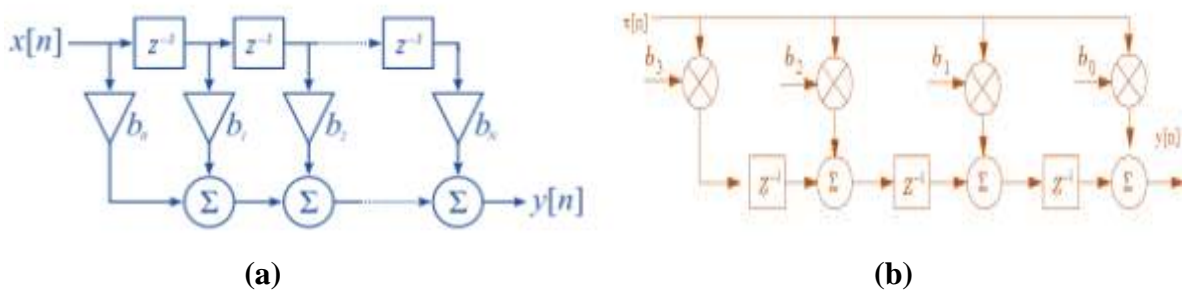


Figure 2.21 : Architecture du filtre RIF type normal(a) et type transposé (b). [13]

2.3.4 Architecture FBMC/OQAM

L'implémentation du système FBMC/OQAM, est réalisée selon deux solutions alternatives principales. Si le banc de filtres est mis en application en se servant d'un FFT inverse, suivie

d'un réseau polyphasé, le système correspond à l'alternative de PPN-FBMC. L'autre alternative est produite par l'étalement de la fréquence suivie d'une opération FFT inverse effectuée dans le domaine de fréquence, c'est un système nommée FS-FBMC (figure 2.22).

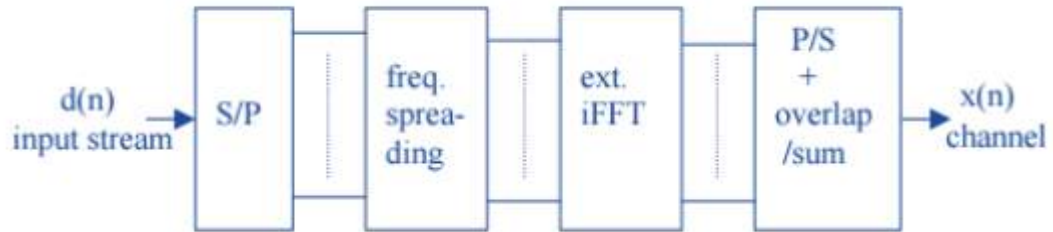


Figure 2.22 : Architecture FS-FBMC. [20]

Cette solution alternative est une généralisation de l'approche FFT-PPN classique. Elle suit de près le principe de la modulation OFDM, tout en préservant les avantages clés du FBMC. Cette solution est optimale dans le sens où elle peut fournir une égalisation parfaite du canal de transmission sans avoir besoin d'un délai supplémentaire et peut maximiser le SNR dans le récepteur ainsi, une meilleure adaptation avec l'ex système OFDM.

L'architecture alternative appelée FS-FBMC a été récemment proposée bien que toutes les implémentations mentionnées ci-dessus suivent l'alternative PPN-FBMC [12]. Il est possible d'observer que leur architecture générale suit l'architecture générique présentée au début de ce chapitre. Leurs variations sont principalement liées aux paramètres utilisés et quelques modifications mineures de l'architecture à ses blocs constitutifs, de manière à augmenter la performance globale et l'efficacité.

La technique FS-FBMC est inspirée par la technique d'échantillonnage de fréquence utilisée pour concevoir le filtre prototype. Avec ce processus, le nombre d'échantillons non nuls dans la réponse en fréquence est donné par $P = 2K - 1$. Le cas $K = 4$ est un bon compromis car il répond aux exigences. Le filtrage prototype est ensuite implémenté dans le domaine fréquentiel en augmentant la taille de la FFT au niveau de l'émetteur à K fois M (ou KM). La sortie de la FFT inverse (IFFT) est convertie par une conversion parallèle-à-série et est accumulée avec le flux de blocs de données de sortie IFFT suivant retardé de $M / 2$. La conversion parallèle-série est appelée chevauchement-et-somme [27].

L'opération inverse de chevauchement-et-somme de l'émetteur est un glissement de fenêtre dans le domaine du temps au niveau du récepteur qui sélectionne KM points tous les $M/2$ échantillons. Une FFT est ensuite appliquée à chaque bloc de KM points sélectionnés comme illustré à la figure 2.23 (à la réception).

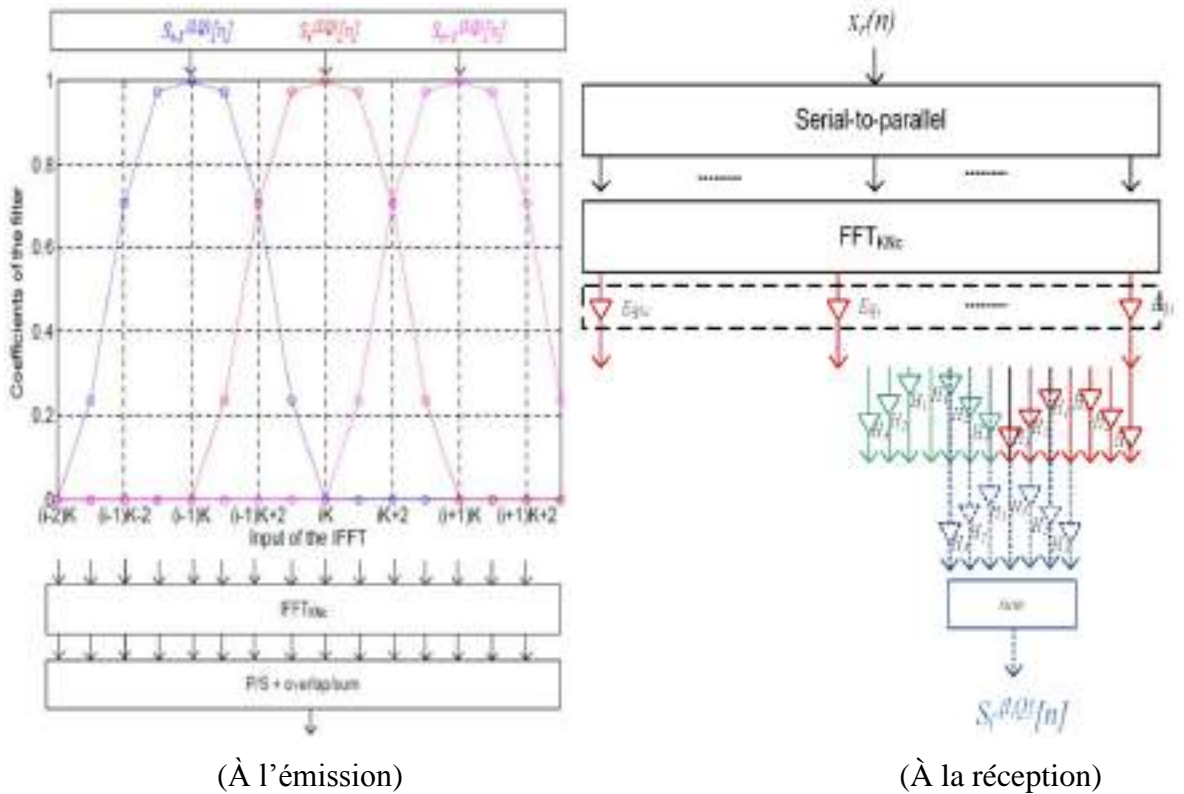


Figure 2.23 : Principe d'étalement fréquentiel FS-FBMC [27]

2.4 Conclusion

La technique OFDM est largement utilisée dans les réseaux sans fil mais présente des limites en termes d'efficacité. Les futurs réseaux 5G sont envisagés dont la technique FBMC.

La technique FBMC, contrairement à l'OFDM, ne nécessite pas de préfixe cyclique et des petites bandes de garde sont suffisantes pour supprimer les interférences entre porteuses. Elle exploite la totalité de la période du symbole et possède de faibles lobes latéraux. Elle est beaucoup moins sensible aux décalages temporels que la technique OFDM. En outre, la technique FBMC/OQAM est moins sensible au décalage fréquentielle résiduelle et est plus robuste contre l'effet Doppler.

La complexité est considérée comme l'inconvénient du système FBMC/OQAM, mais cette complexité est réduite par l'utilisation de la structure polyphasée (PPN). La technique FS-FBMC est la structure alternative du FBMC-PPN qui assemblé les principes de l'OFDM et les avantages du FBMC. Elle peut aussi fournir une égalisation parfaite du canal de transmission. Dans le chapitre suivant, nous avons choisi la technique FS-FBMC pour l'étude et la simulation des performances d'une chaîne FBMC/OQAM.

Chapitre 3

Résultat de simulation de la technique OQAM / FBMC

- 3.1. Introduction***
- 3.2. Réalisation de la chaîne de transmission FBMC sous MATLAB***
- 3.3. Résultat de simulation du filtre prototype***
- 3.4. Performances du système OQAM/FBMC via un canal AWGN***
- 3.5. Performances du système OQAM/FBMC via un canal à évanouissement***
- 3.6. Performances en PAPR***
- 3.7. Complexité du Système FBMC/OQAM***
- 3.8. Conclusion***

3.1 Introduction

Après avoir finalisé la partie théorique, nous passons dans cette partie à traiter et implémenter la modulation multi porteuses OQAM/FBMC dans le but de montrer ses performances dans la communication sans fil.

Nous avons développé un programme en utilisant le langage Matlab pour la simulation de la technique OQAM/FBMC avec une structure d'implémentation FS-FBMC.

Nous nous sommes intéressés à prendre comme filtre prototype, le filtre de PHYDYAS qui, selon la littérature, présente les meilleures performances en termes d'atténuation des lobes hors bandes.

Pour montrer les performances de la modulation OQAM/FBMC, nous allons la comparer avec la modulation OFDM classique selon quatre paramètres de comparaison. Le premier est le taux d'erreur binaire (BER) qui mesure le nombre d'erreur induit par le système de transmission. Le deuxième critère est l'efficacité spectrale conditionnant le dimensionnement multi utilisateurs d'un système de transmission mobile. Le troisième paramètre est le taux du pic à la valeur moyenne (PAPR) qui est une grandeur très importante pour le choix des amplificateurs de puissance (PA) dans une chaîne de transmission. Enfin, le quatrième critère est la complexité du système mesurée par le nombre d'opérations effectuées par la technique de transmission considérée.

La simulation sera réalisée en faisant varier les paramètres intrinsèques des modulations multi porteuses, à savoir, l'ordre de modulation (QPSK, QAM-16, QAM-64...), l'ordre de sur échantillonnage du filtre prototype, la longueur de la fenêtre FFT, la bande de garde et autres.

Le canal de transmission étant un élément essentiel de tous systèmes de transmission sans-fil, nous avons alors, mené notre simulation en considérant plusieurs types de canaux sans fil.

Le canal AWGN, le canal Rayleigh et le canal Rice du model ITU seront pris en compte. De plus, les canaux récemment normalisés par la 3GPP pour la future génération des systèmes sans fil mobiles 5G (TDL et CDL) seront simulés. Ces canaux seront simulés selon les deux scénarios LOS et NLOS avec différentes PDP normalisés par les recommandations 3GPP (TR 25.890 V1.0.0, TR 36.803v1.1.0 et TR 38.901 v 3.2.0).

3.2 Réalisation de la chaine de transmission FBMC sous MATLAB

Une fois que nous avons choisi Matlab (MATrix LABORatory) en tant que logiciel mathématique pour la programmation, la première tâche est de mettre en application le filtre prototype.

Parmi les deux possibilités d'implémentation de la modulation OQAM/FBMC, la structure FS-FBMC a été choisie pour implémenter la chaine de transmission présentée dans la figure 3.1 et la figure 3.2. Un code Matlab a été développé pour une simulation des transmissions FBMC et OFDM de bout en bout. Le programme permet la variation de plusieurs paramètres tels que le nombre des symboles, la longueur de la fenêtre FFT, la longueur de la bande de garde et les valeurs du SNR.

Dans un système multi porteuses FBMC, chaque symbole est modulé par une sous porteuse. Le filtre de prototype est celui utilisé pour le filtrage de la porteuse zéro et sert de base, par déviation, pour le filtrage des autres sous porteuse. Les filtres sont caractérisés par un facteur de chevauchement K , tel que K représente le nombre des symboles multi porteuse qui chevauchent dans le domaine temporel. L'ordre de filtre prototype peut être choisi comme $2*K-1$ où $K = 2, 3, \text{ ou } 4$ selon le projet de PHYDYAS.

La mise en application de la technique FBMC emploie l'étalement fréquentielle (FS : Frequency Spreading). Elle emploie une longueur IFFT de $K*M$ avec des symboles chevauchés avec retard de $M/2$, où M est le nombre des sous porteuses. Ce choix de conception la rend facile à implémenter et par conséquent, elle peut rivaliser avec d'autres méthodes de modulation.

A l'émission, afin de réaliser la capacité maximale, la modulation d'amplitude en quadrature orthogonale (OQAM) est utilisée. Les parties réelles et imaginaires d'un symbole de données complexe ne sont pas transmis simultanément, car la partie imaginaire est retardée d'une moitié de la durée du symbole.

La structure de traitement en émission est montrée dans le diagramme suivant :

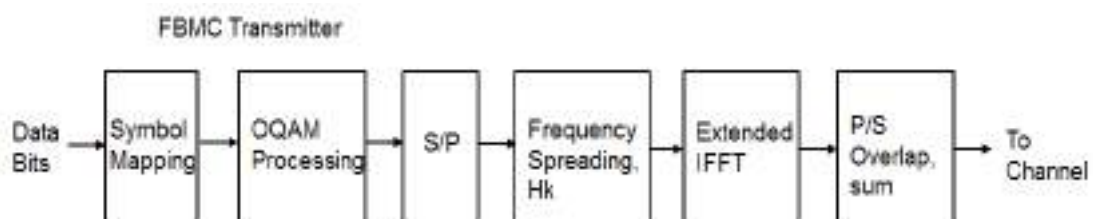


Figure 3.1 : Structure FS-FBMC de la chaine de transmission en émission [20]

A la Réception, le traitement inclut le filtrage suivi de séparation d'OQAM pour former les symboles de données reçus. Ceux-ci sont démappés en bits et enfin la détection binaire est achevée. Il faut noter qu'un égaliseur zéro forcing a été employé pour atténuer les effets des canaux sélectifs en fréquence.

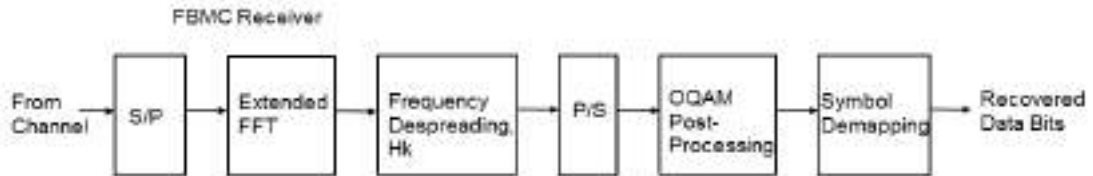


Figure 3.2 : Structure FS-FBMC de la chaîne de transmission en réception [20]

3.2.1 Paramètres général de la simulation

Le programme de simulation pour le système OQAM/FBMC et OFDM transmet un signal à 100 symboles OFDM de longueur NFFT égal à 1024 (nombre de sous porteuses $M=256$) avec mappage 4-QAM. La bande de garde est égale à 212 et l'ordre du filtre prototype K est égal à 4. On trace les résultats de simulation en termes de BER par rapport au SNR. Ainsi pour tous les autres résultats dans ce mémoire sauf les résultats du paragraphe 3.3.1, 3.3.2 et 3.3.3, notre choix des sous porteuses est $M=16$ avec un facteur de chevauchement $K=4$, pour que nous puissions faire l'analyse nécessaire de la conception du filtre prototype PHYDYAS.

3.2.2 Définition des paramètres de mesure de la performance d'un système

3.2.2.1 Taux d'erreur binaire (BER) :

Le taux d'erreur binaire constitue le paramètre primaire décrivant la qualité de la transmission numérique. Il se définit comme le rapport entre les bits erronés et le nombre total des débits reçus. Ce taux détermine le nombre d'erreurs apparues avant la modulation et juste après la démodulation. Il augmente à cause des perturbations d'équipement, du réseau défectueux, du pointage incorrect d'une antenne, de la longueur et l'effet du canal, etc. Notre simulation sera basée principalement sur les effets du canal.

3.2.2.2 Rapport signal sur bruit (SNR) :

Ce terme fait référence à la puissance du signal perçue par le récepteur après le processus de démodulation. Le bruit considéré est le bruit externe étranger au processus de modulation. Associer au BER, le SNR nous renseigne sur la puissance nécessaire pour atteindre un taux d'erreur donné.

3.2.2.3 Efficacité spectrale : Se définit comme étant le rapport entre le débit binaire (en bit/s) et la bande passante (en Hz). Nous pouvons aussi dire que c'est le nombre de données binaires envoyés sur le canal de communication par ressource temps-fréquence.

3.2.2.4 Comparaison de la complexité : Dans notre travail la comparaison de la complexité est faite en estimant la quantité de multiplication réelle nécessaire pour effectuer la fonction trans-multiplexer à la fois à l'émetteur et au récepteur. complexité pour FBMC et OFDM.

3.3 Résultat de simulation du filtre prototype

3.3.1 Analyse de désigne du filtre prototype

Le filtre prototype peut être facilement programmé sur Matlab, il faut choisir le nombre des sous porteuses M et l'application de la formule de réponse d'impulsion avec les coefficients du filtre, le temps et la fréquence en utilisant l'outils d'analyse d'un filtre de Matlab.

Il est important de signaler que les coefficients du filtre prototype PHYDYAS, bien localisées en temps et en fréquence, dépendent uniquement du facteur de chevauchement K , mais ne dépendent pas de la longueur du filtre.

Paramètre de la simulation de la conception du filtre prototype :

Pour une visualisation claire de la réponse fréquentielle (figure 3.3) et de la réponse impulsionnelle (figure 3.4) du filtre PHYDYAS on a choisie $K=4$ avec $M=16$.

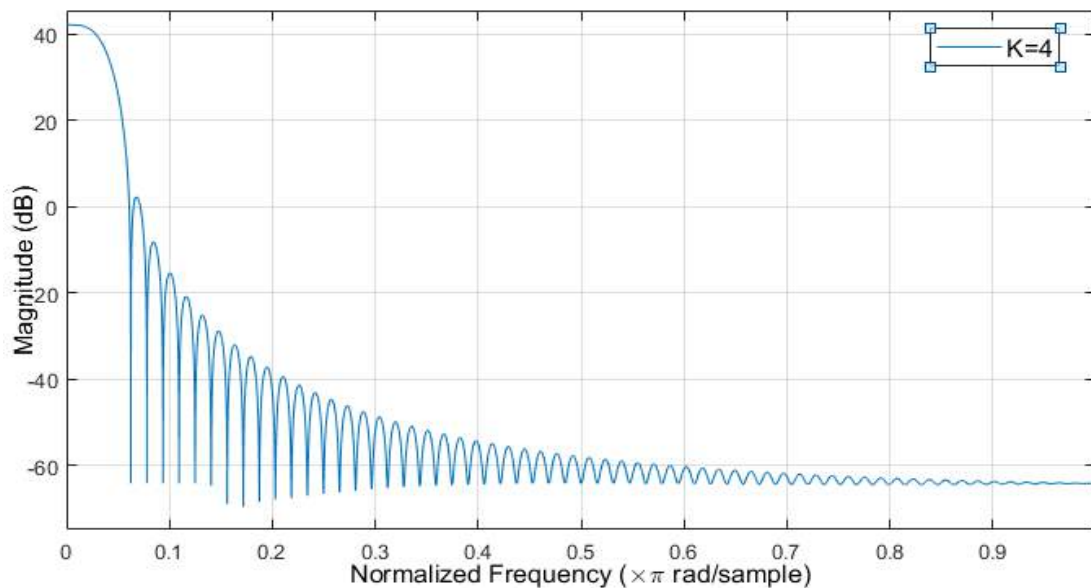


Figure 3.3: Réponse fréquentielle du filtre prototype PHYDYAS $K=4$

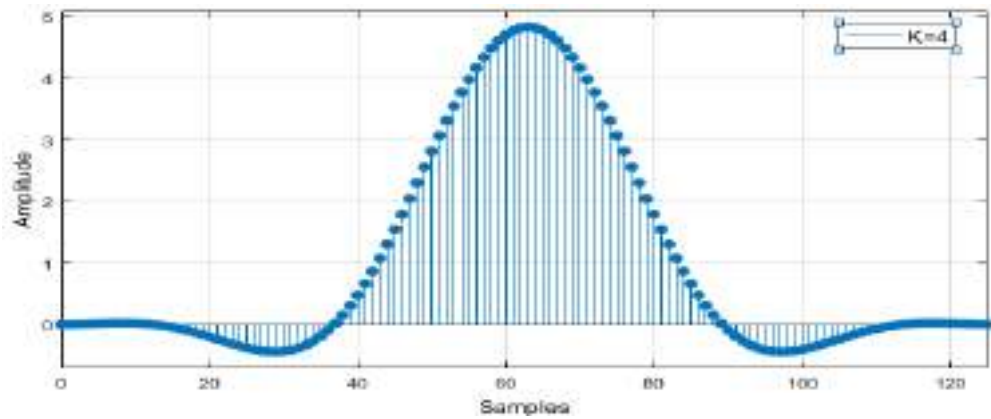


Figure 3.4 : Réponse impulsionnelle du filtre prototype PHYDYAS K=4

Dans notre simulation, nous utilisons K=4, qui produira une différence de 40 dB entre le lobe principal et le premier lobe secondaire de la réponse fréquentielle du filtre (figure 3.3).

3.3.2 Influence du paramètre K sur la conception du filtre

Les résultats sont obtenus à l'aide des coefficients du tableau 2.1, pour $K \geq 5$ une recherche systématique peut être effectuée, par la relation suivante [11] :

$$H_K = \cos \pi \frac{k}{2K} , (1 \leq k \leq K) \quad (3.1)$$

En variant les valeurs du paramètre K, on peut visualiser les réponses fréquentielle et impulsionnelle comme suite à la figure 3.5 :

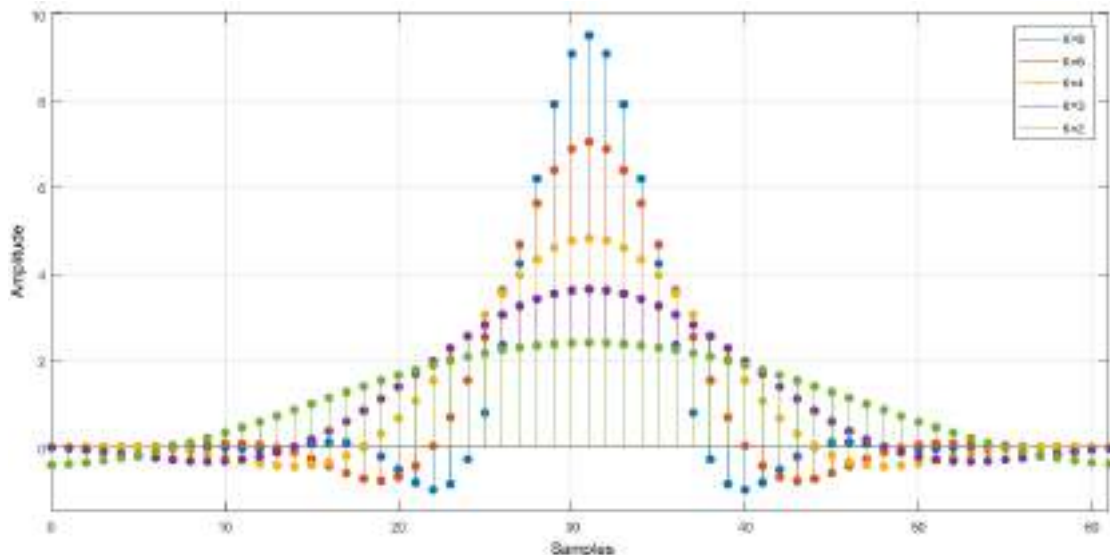


Figure 3.5 : Réponse impulsionnelle du filtre prototype PHYDYAS en variation de K

On observe clairement que les ondulations hors bande sont presque négligeables, ce qui montre la haute sélectivité de cette conception spécifique de filtre.

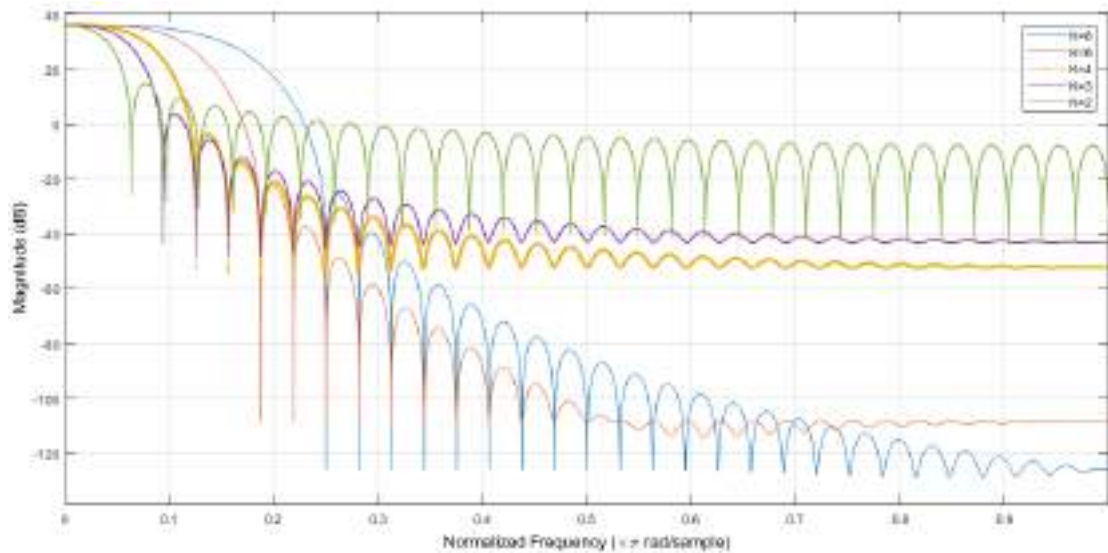


Figure 3.6 : Réponse fréquentielle du filtre prototype PHYDYAS en variation de K

Sur la figure 3.6, on peut observer que lorsque K diminue les lobes hors bande augmentent et la bande est réduite. La valeur choisie pour le facteur de chevauchement K est directement liée à la sélectivité et à l'accroissement des lobes hors bande. Par conséquent, le taux d'interférence est sensiblement influencé par la valeur du facteur K.

On observe que les niveaux du 1^{er} lobe secondaire sont presque égaux pour K=6 et K=8 avec un écart par rapport à la valeur crête égale à 60 dB, mais la sélectivité est meilleure pour K=6 de 24%, ce qui nous conduit à proposer de tester l'implémentation du système avec K=6 dans de futures travaux.

3.3.3 Comparaison du filtre OFDM avec le filtre prototype FBMC

Nous comparons la réponse fréquentielle du filtre de la fenêtre rectangulaire utilisé dans le système OFDM classique avec celui du projet PHYDYAS avec un facteur de chevauchement choisi égale à 4. Ce choix (K=4) est dû au fait qu'il permet un résultat similaire à celui de l'OFDM en terme de largeur de la bande du lobe principal.

Le figure 3.7 montre que les lobes latéraux induit par l'onde FBMC sont négligeables en comparaison à ceux induit par l'onde OFDM. Ce résultat de comparaison confirme l'efficacité spectrale de la réponse du filtre prototype FBMC.

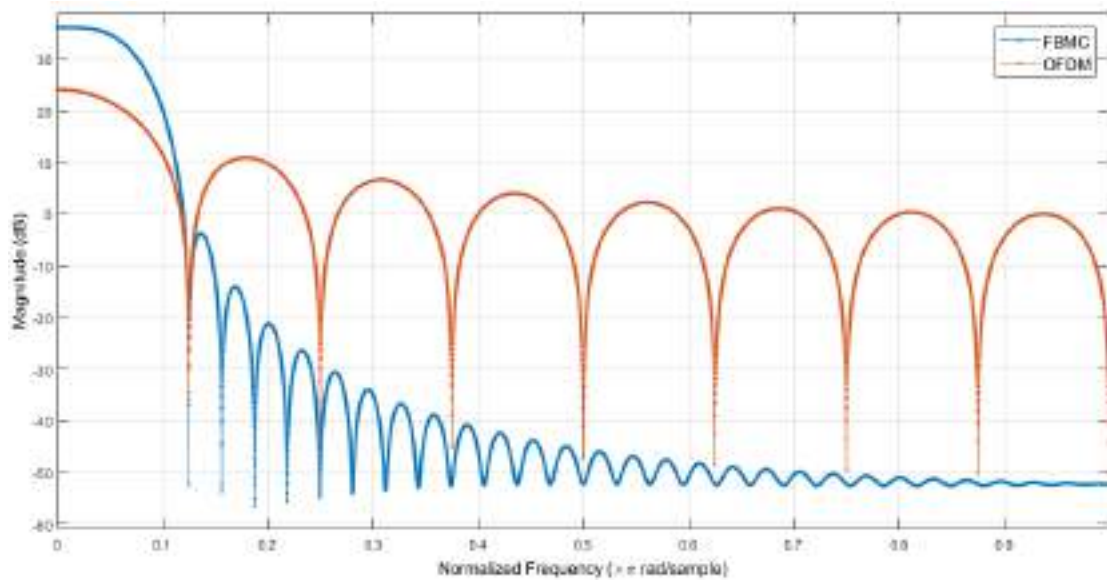


Figure 3.7 : Comparaison réponse fréquentielle OFDM/FBMC

On observe aussi que le facteur de chevauchement $K=4$ est la première valeur de K qui résulte à un niveau du premier lobe secondaire inférieur à 0 dB.

On observe aussi que la valeur crête de filtre OFDM est moins élevée que la valeur crête de filtre FBMC. Ainsi le PAPR qui peut être défini comme le rapport entre la puissance maximale d'un signal et sa puissance moyenne est moins élevé pour l'OFDM que pour la FBMC. Comme l'OFDM a un PAPR élevé, le PAPR de la FBMC sera un peu plus élevé que celui de l'OFDM. La distorsion non linéaire des amplificateurs doit être prise en considération. Il faut alors choisir un amplificateur à grande zone de linéarité ou toute autre solution pour la réduction du PAPR afin de négliger son influence sur le système sans augmenter la complexité.

3.3.4 Performances spectrales

La densité spectrale de puissance (DSP) représente un des critères fondamentaux dans l'évaluation des performances spectrales d'un système donné. Nous présentons dans la figure (3.8), le résultat de simulation de la densité spectrale de puissance des systèmes OFDM et celui de la FBMC. Dans cette figure, on observe clairement que l'efficacité spectrale de FBMC est très élevée par rapport à l'OFDM. Ce gain important est dû au fait que toutes les sous porteuses en OFDM souffrent des forts lobes latéraux et avec un intervalle de CP une efficacité spectrale réduite est obtenue.

L'avantage de la FBMC est que le même banc de filtres peut être utilisé pour le traitement du signal de réception et la capacité du spectre d'analyse des bancs de filtres à haute résolution peut être exploitée pour les systèmes de CR et 5G.

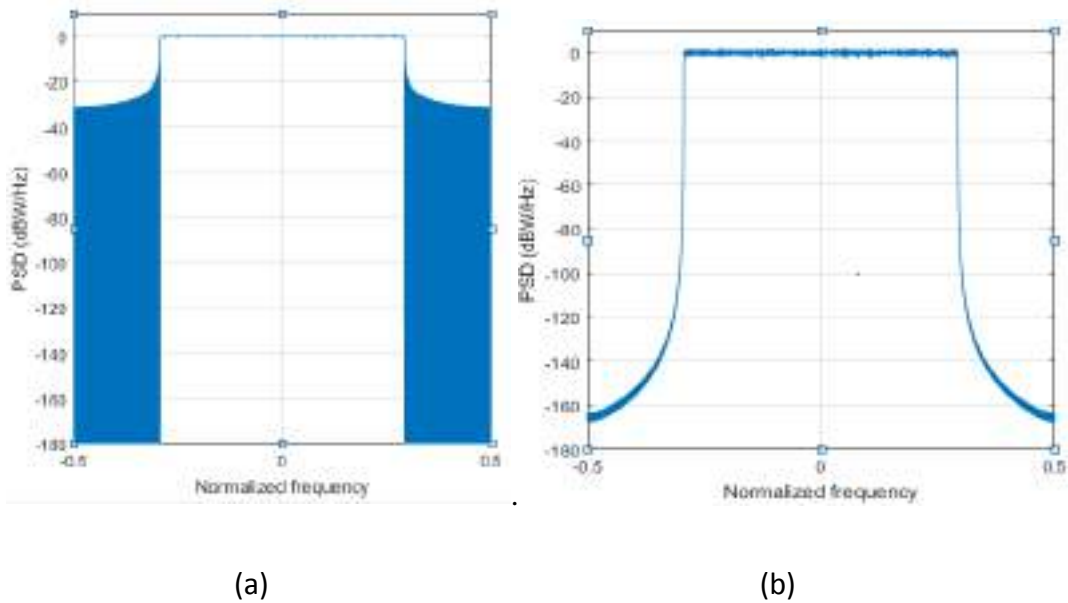


Figure 3.8 : Efficacité spectrale de la forme d'onde OFDM(a) et FBMC (b)

Pour améliorer l'efficacité spectrale à travers d'autres techniques, la technologie la plus fameuse est la transmission sur plusieurs antennes (MIMO) dans les futures études.

3.3.5 Influence du facteur K sur l'efficacité spectrale du Système FBMC

La variation du facteur de chevauchement K, influe sur l'efficacité spectrale, nous observons dans la figure 3.9 que le niveau des lobes latéraux égale à moins de -160 dB/Hz à partir de K=4.

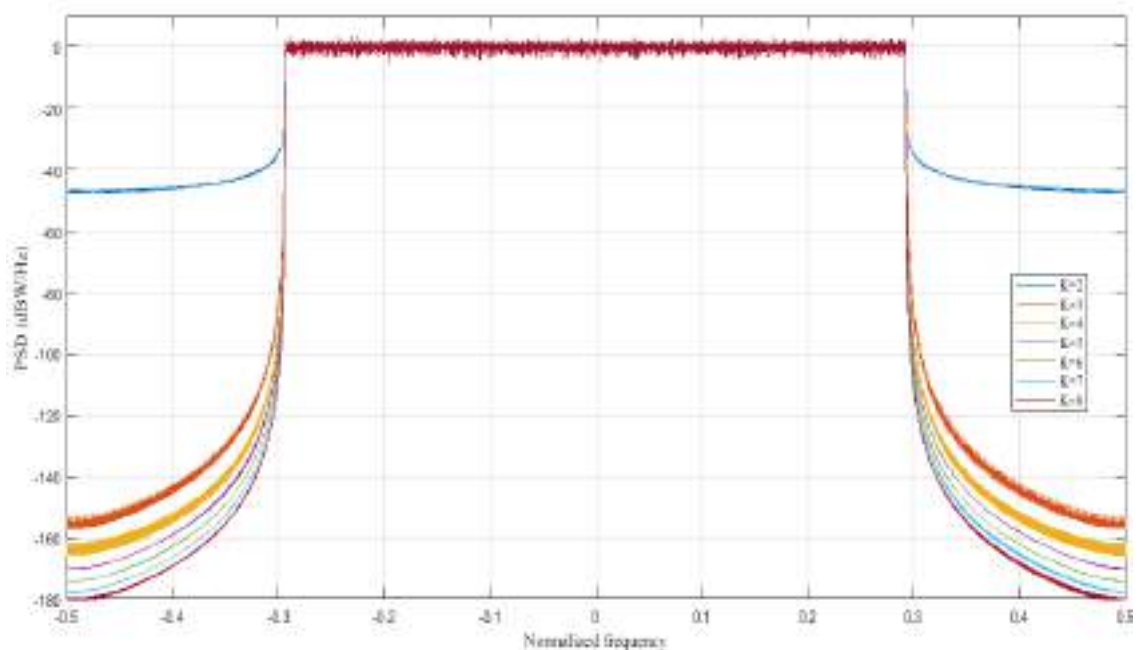


Figure 3.9 : Efficacité spectrale de la forme d'onde FBMC en variation de K

3.4 Performances du système OQAM/FBMC via un canal AWGN

3.4.1 Influence de l'ordre de modulation QAM

La figure (3.10) montre les performances du système en termes de BER dans un canal AWGN en fonction de la variation de l'ordre de modulation. On remarque que, l'augmentation du nombre des constellations de la modulation QAM (4-QAM, 16-QAM, 64 QAM et 256 QAM) nécessite une augmentation du SNR et donc une meilleure égalisation. Un SNR égale à 10dB pour la 4QAM contre un SNR de 30 dB pour la 256 QAM pour obtenir un BER égale à 10^{-5} .

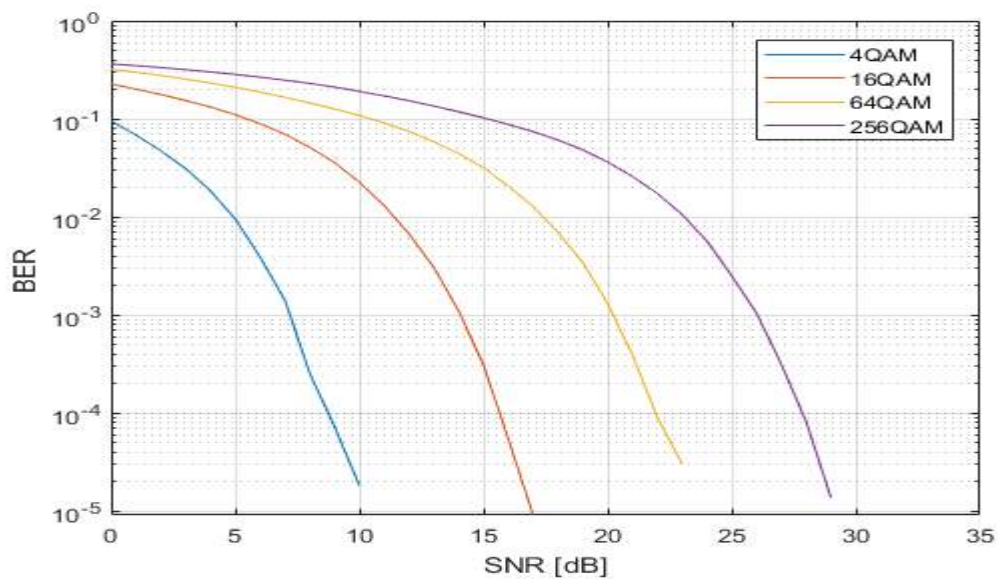


Figure 3.10 : Performance BER en fonction du SNR en variation d'ordre QAM

3.4.2 Influence de la bande de garde

Les modulations FBMC peuvent atteindre les performances optimales en prévoyant une bande de garde. Pour tous les ordres de modulation et précisément 256 QAM (figure 3.11), On observe que sans l'utilisation d'une bande de garde, le BER est égale à 10^{-3} , mais avec l'utilisation de cette bande, le BER devient égale à 10^{-5} , c'est-à-dire le gain est doublé après l'utilisation d'une bande de garde.

On conclue que la bande de garde dans le demain fréquentielle nous permet de lutter contre les interférences inter-symboles due au chevauchement, et rendre le canal non sélectif en fréquence pour chaque sous-porteuse.

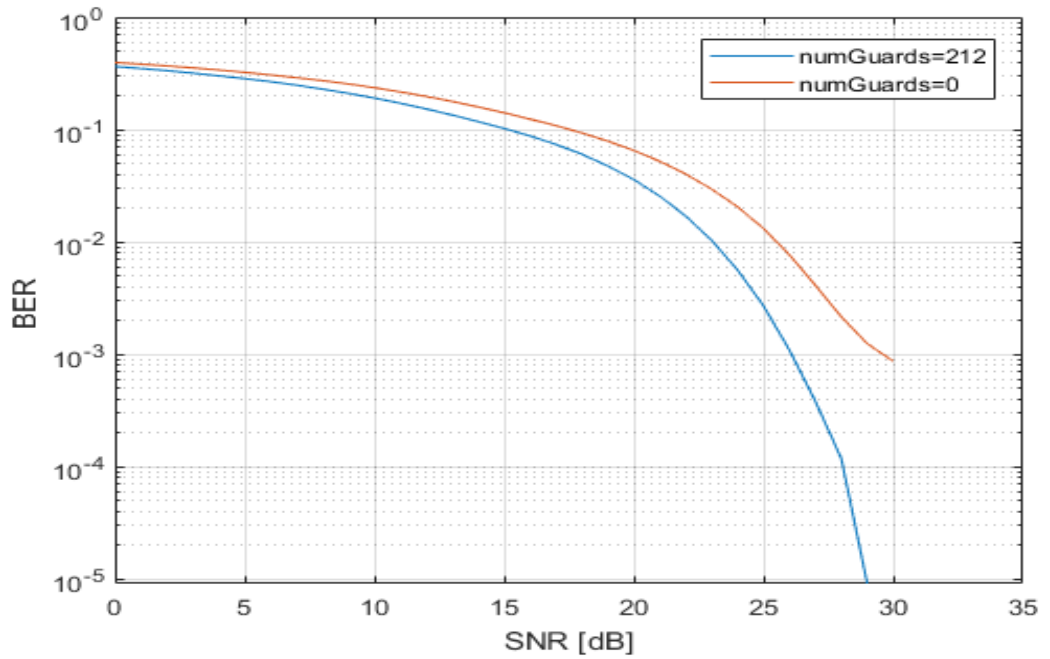


Figure 3.11 : Performance de la modulation OQAM/FBMC pour 256 QAM via AWGN

3.4.3 Influence de l'ordre du filtre prototype

La figure (3.12) ci-dessous montre que la variation du facteur de chevauchement n'a qu'une influence négligeable sur la performance du système OQAM/FBMC.

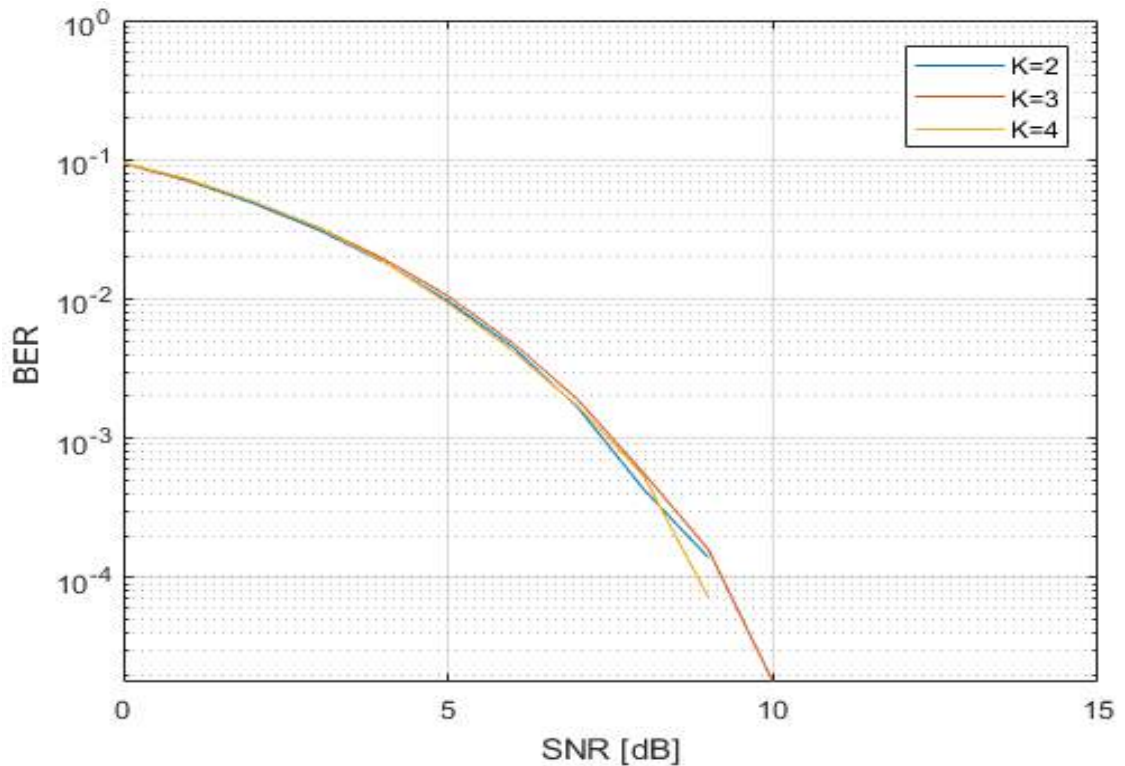


Figure 3.12 : BER en fonction du SNR en variation du facteur K

3.4.4 Influence de la longueur (FFT)

Il est à noter que la longueur du FFT/IFFT est relié avec le nombre de sous porteuses dans la structure du système utilisé par la relation $N_{FFT}=K*M$.

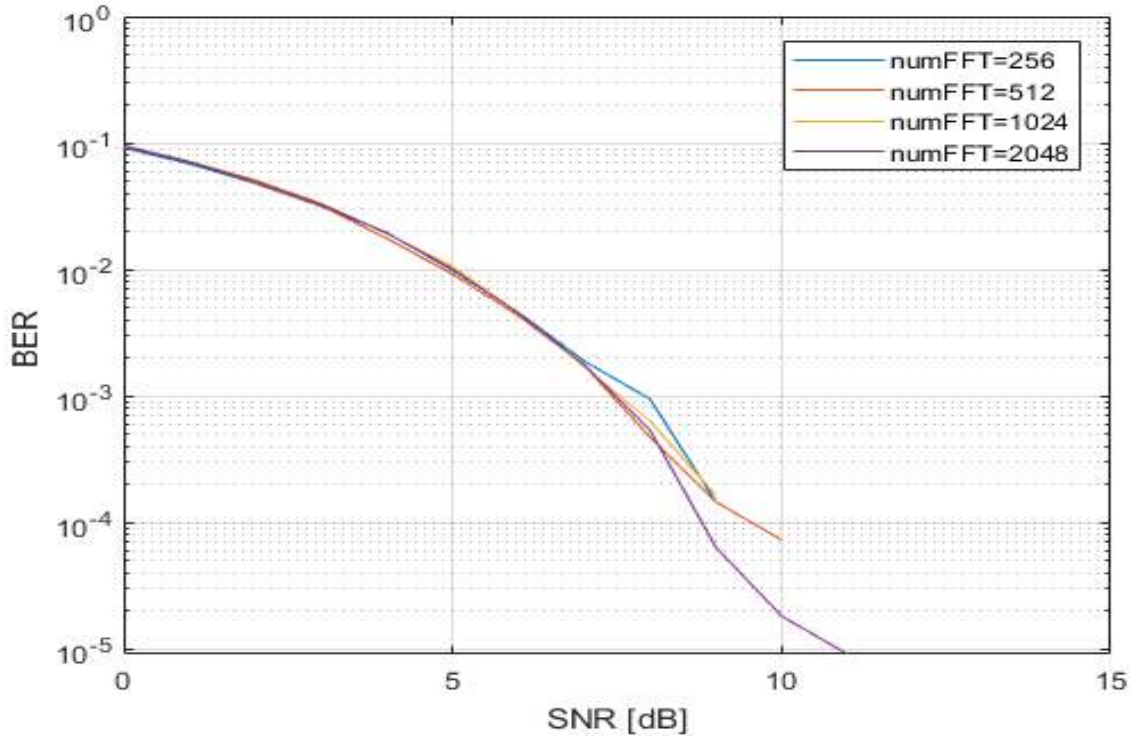


Figure 3.13 : BER en fonction du SNR en variation NFFT

L'influence du nombre des sous porteuses NFFT sur la performance du système OQAM/FBMC est présentée sur la figure 3.13 ci-dessus, l'utilisation d'une bande de garde s'influence sur la qualité de transmission ; BER égale à 10^{-5} en fonction d'augmentation NFFT. Noter que la bande de garde utilisé est égale à 20 % du NFFT.

Les paramètres généraux sont utilisé avec une modification de bande de garde en fonction de NFFT (num garde = 53 avec num FFT=256, num garde =106 avec num FFT= 512, num garde = 212 avec num FFT= 1024, num garde = 424 avec num FFT= 2048) .

3.5 Performances du système OQAM/FBMC via un canal à évanouissement

En utilisant les mêmes paramètres généraux de simulation mentionnés au paragraphe (3.2.1), nous présentons ci-dessous les performances, en terme de BER, d'un système OQAM/FBMC dans des canaux à évanouissement plat, de type Rice ou Rayleigh, définies par le model ITU et par le model 5G de la 3GPP.

3.5.1 Les modèles ITU

Les tableaux ci-dessous présentent les PDP des différents scenarios : un Piéton, un véhiculé et un véhicule à grande vitesse.

Tableau 3.1 : PDP du model Pedestrian A et B [2]

Model Pedestrian A		Model Pedestrian B	
Retard [ns]	Pm[dB]	Retard [ns]	Pm[dB]
0	0	0	0
110	-9.7	200	-0.9
190	-19.2	800	-4.9
410	-22.8	1200	-8
		2300	-7.8
		3700	-23.9

Tableau 3.2: PDP du model Vehicular A et B [2]

Model Vehicular A		Model Vehicular B	
Retard [ns]	Pm[dB]	Retard [ns]	Pm[dB]
0	0	0	-2.5
310	-1	300	0
710	-9	8900	-12.8
1090	-10	12900	-10
1730	-15	17100	-25.2
2510	-20	20000	-16

Tableau 3.3: PDP des Models Extended Pedestrian A et Extended Vehicular A[3]

Extended Pedestrian A model		Extended Vehicular A model	
Retard [ns]	Pm[dB]	Retard [ns]	Pm[dB]
0	0.0	0	0.0
30	-1.0	30	-1.5
70	-2.0	150	-1.4
90	-3.0	310	-3.6
110	-8.0	370	-0.6
190	-17.2	710	-9.1
410	-20.8	1090	-7.0
		1730	-12.0
		2510	-16.9

3.5.2 Performances du système OQAM/FBMC du model ITU via un canal Rayleigh

En utilisant les paramètres généraux et les PDP du model ITU tableaux 3.1 ,3.2 et 3.3 ci-dessus avec une distribution Rayleigh avec TS égale a $2.6001e-7$, Spectre de doppler sous la forme de Doppler Jakes .

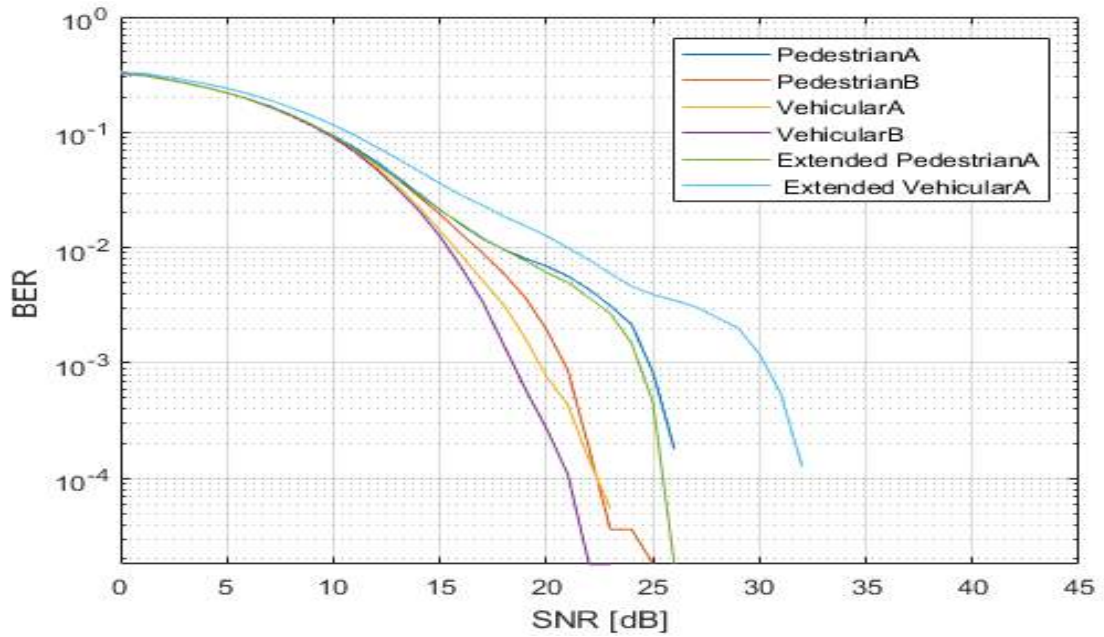


Figure 3.14 : BER en fonction du SNR pour ITU model distribution Rayleigh

Le SNR prend des valeurs entre 22 dB et 32 dB pour un BER à 10^{-5} .

3.5.3 Performances du système OQAM/FBMC du model ITU via un canal RICE

En utilisant les paramètres généraux et les PDP du model ITU tableaux 3.1 ,3.2 et 3.3 ci-dessus avec une distribution Rice avec $TS=2.6001e-7$, Spectre de doppler sous la forme de Doppler Jakes, le facteur de Rice K égale a 10 et l'effet de doppler du chemin direct f_d LOS =100

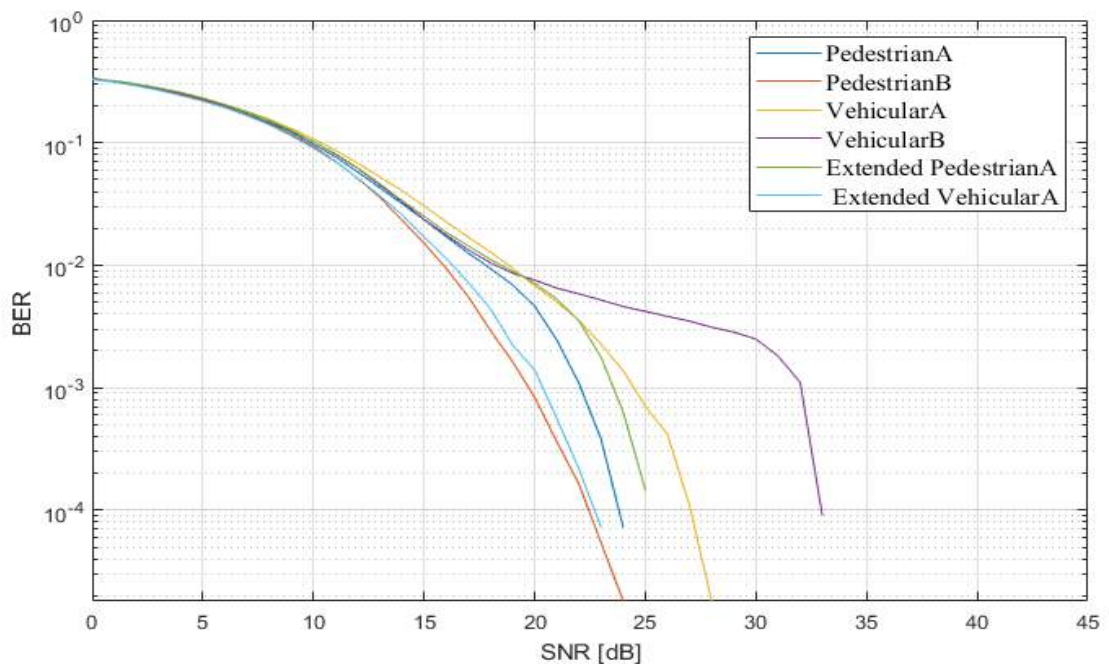


Figure 3.15 : BER en fonction du SNR pour ITU model distribution RICE

On observe que le SNR prend les valeurs entre 24 dB et 33 dB avec un BER de 10^{-5} .

3.5.4 Les modèles TDL pour la 5G

Le modèle TDL A , B et C sont des canaux à distribution Rayleigh, le modèle TDL E et D sont des canaux avec distrubition Rice.

Tableau 3.4 : Model TDL avec une distribution Rayleigh et Rice [1]

Model TDL A		Model TDL B		Model TDL C		Model TDL D		Model TDL E	
Retard [ns]	Pm [dB]	Retard [ns]	Pm [dB]	Retard [ns]	Pm [dB]	Retard [ns]	Pm [dB]	Retard [ns]	Pm [dB]
0,0000	-13.4	0,000	0	0	-4.4	0	-0.2	0.000	-0.03
038,19	0	0,1072	-2.2	020,99	-1.2	0	-13.5	0.000	-22.03
040,25	-2.2	0,2155	-4	022,19	-3.5	003,5	-18.8	051,33	-15.8
058,68	-4	020,95	-3.2	023,29	-5.2	061,2	-21	054,40	-18.1
046,10	-6	028,70	-9.8	021,76	-2.5	136,3	-22.8	056,30	-19.8
053,75	-8.2	029,86	-1.2	063,66	0	140,5	17.9	054,40	-22.9
067,08	-9.9	037,52	-3.4	064,48	-2.2	180,4	-20.1	071,12	-22.4
057,50	-10.5	050,55	-5.2	065,60	-3.9	259,6	-21.9	190,92	-18.6
076,18	-7,5	036,81	-7.6	065,84	-7.4	177,5	-22.9	192,93	-20.8
153,75	-15.9	036,97	-3	079,35	-7.1	404,2	-27.8	195,89	-22.6
189,78	-6.6	057,00	-8.9	082,13	-10.7	793,7	-23.6	264,26	-22.3
222,42	-16.7	052,83	-9	093,36	-11.1	942,4	-24.8	371,36	-25.6
217,18	-12.4	110,21	-4.8	122,85	-5.1	970,8	-30.0	545,24	-20.2
249,42	-15.2	127,56	-5.7	130,83	-6.8	1252,5	-27.7	1200,34	-29.8
251,19	-10.8	154,74	-7.5	217,04	-8.7			2064,19	-29.2
305,82	-11.3	178,42	-1.9	271,05	-13.2				
408,10	-12.7	201,69	-7.6	425,89	-13.9				
445,79	-16.2	282,94	-12.2	460,03	-13.9				
456,95	-18.3	302,19	-9.8	549,02	-15.8				
479,66	-18.9	361,87	-11.4	560,03	-17.1				
500,66	-16.6	410,67	-14.9	630,65	-16				
530,43	-19.9	427,90	-9.2	663,74	-15.7				
965,86	-29.7	478,34	-11,3	704,27	-21.6				

3.5.5 Performances du système OQAM/FBMC du model TDL via un canal 5G

En utilisant les paramètres généraux et les PDP du model ITU (tableaux 3.4) avec les paramètres suivants : $TS=2.600e-7$, spectre de doppler sous la forme de Doppler Jakes, l'effet de Doppler du chemin direct ($f_d \text{ LOS} = 100$). Ainsi le facteur de Rice K est égal à 13.3 pour TDL D et égale à 22 pour TDL E.

La distribution Rayleigh a été utilisée pour les PDP des modèles A, B et C, et la distribution Rice a été utilisée pour les modèles D et E.

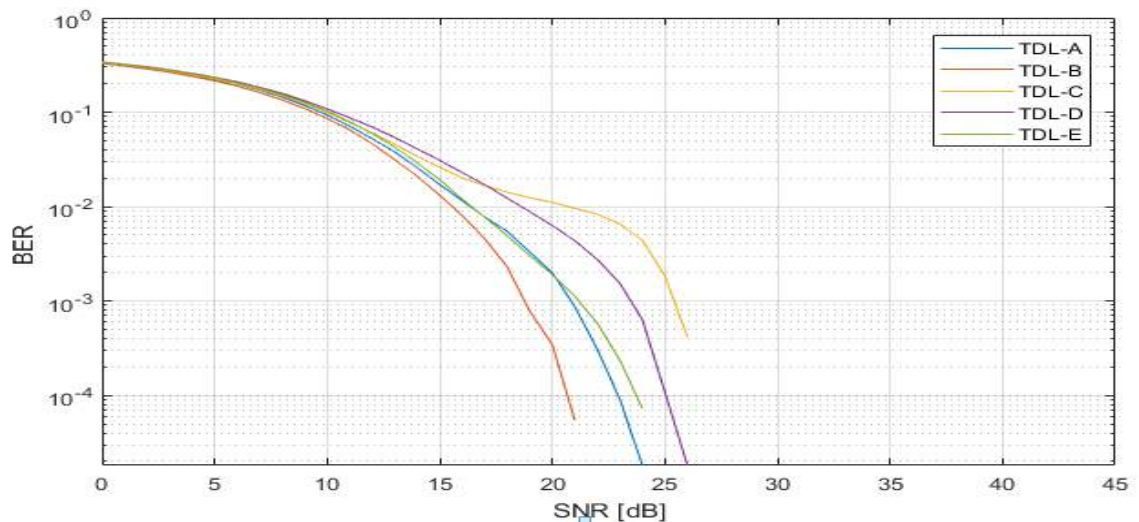


Figure 3.16 : BER en fonction du SNR via un canal 5G (Model TDL)

Ces modèles nécessitent un SNR entre 21 dB et 27dB pour les scénarios généraux du futur canal 5G caractérisés par de petites cellules et des ondes millimétrique.

3.5.6 Discussion

A partir des résultats de simulation ci-dessus on montre les performances, en terme de BER, du système FBMC , dans un canal à évanouissement plat, obtenus en utilisant une égalisation de forçage à zéro (ZF). On peut dire que la qualité de transmission est meilleure en utilisant le système FBMC/4OQAM dans une structure FS-FBMC via un canal 5G ou via un canal dans le model ITU des générations précédentes des systèmes radio mobiles. L'augmentation d'ordre de modulation pour le besoin d'augmentation de débit à nécessite une étape d'estimation du canal et une égalisation très performante pour garder la même qualité de transmission.

3.6 Performances en PAPR

Nous avons signalé, (paragraphe 3.3.1), qu'il faut trouver un compromis entre la réduction du PAPR et la préservation des avantages des systèmes FBMC (le chevauchement des

symboles) lors du choix de la valeur de K. Nous signalons que ce travail pourrait être amélioré en considérant un système FBMC plus efficace avec une implémentation polyphasée. L'effet du facteur de chevauchement K sur la réduction du PAPR d'autres méthodes à prendre en charge dans les futures études

Les contraintes avec un PAPR plus élevé dans la FBMC que dans l'OFDM (figure 3.7) se résume comme suit :

- Les retards de la réponse impulsionnelle du banc de filtre (c'est-à-dire , le chevauchement temporel des symboles de sous-porteuses) introduisent la surcharge dans un fonctionnement à multiplexage temporel serré.
- Haute linéarité est nécessaire pour l'amplificateur de puissance de l'émetteur pour maintenir le spectre fourni par le banc de filtres de synthèse propre et sans distorsion.
- Les performances RF analogiques sont essentielles pour la mise en œuvre de la détection générique du spectre dont la bande passante est large et la dynamique est élevée.

3.7 Complexité du Système FBMC/OQAM

Pour tracer les courbes montrant la complexité du système en fonction du nombre des sous porteuses, nous avons besoins d'implémenter les formules suivantes dans notre simulation.

La fonction de la complexité OFDM [27] est donnée par :

$$C_{CP-OFDM} = 2 * (M * (\log_2(M) - 3) + 4) \quad (3.2)$$

La fonction de la complexité FBMC avec une structure polyphasée (figure 3.17) [27] est donnée

$$\text{par } C_{FBMC} = 4 * (M * 2 + (M * (\log_2(M) - 3) + 4) + K * M * 2) \quad (3.3)$$

La fonction de la complexité FBMC sans structure polyphasé [27] est donnée par :

$$C_{FBMC} = 4 * M * M * K \quad (3.4)$$

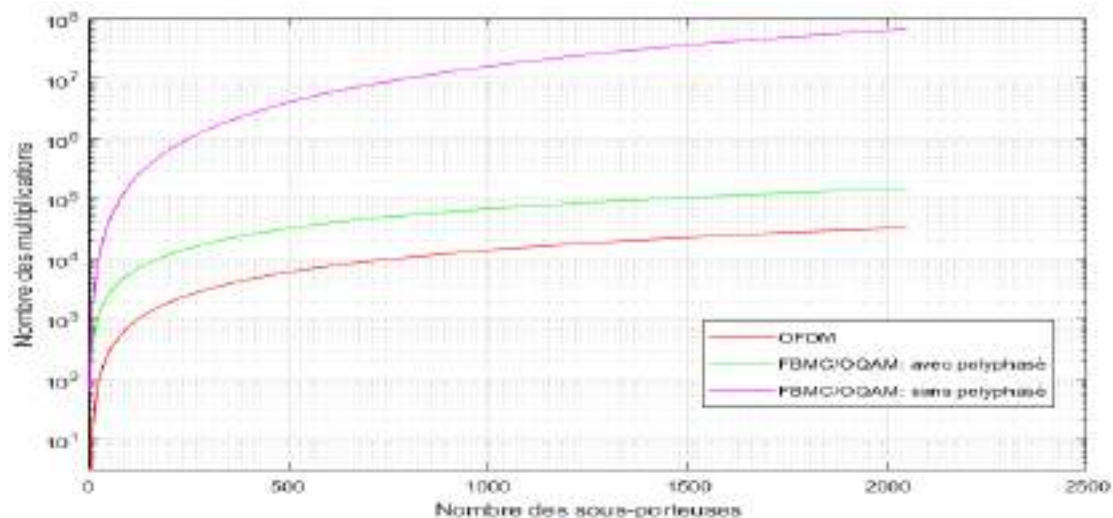


Figure 3.17 : Complexité de la technique FBMC et OFDM

Le résultat de simulation montre que la structure polyphasé a une complexité proche à celle de l'OFDM, par contre la structure non polyphasé a une complexité trop élevé.

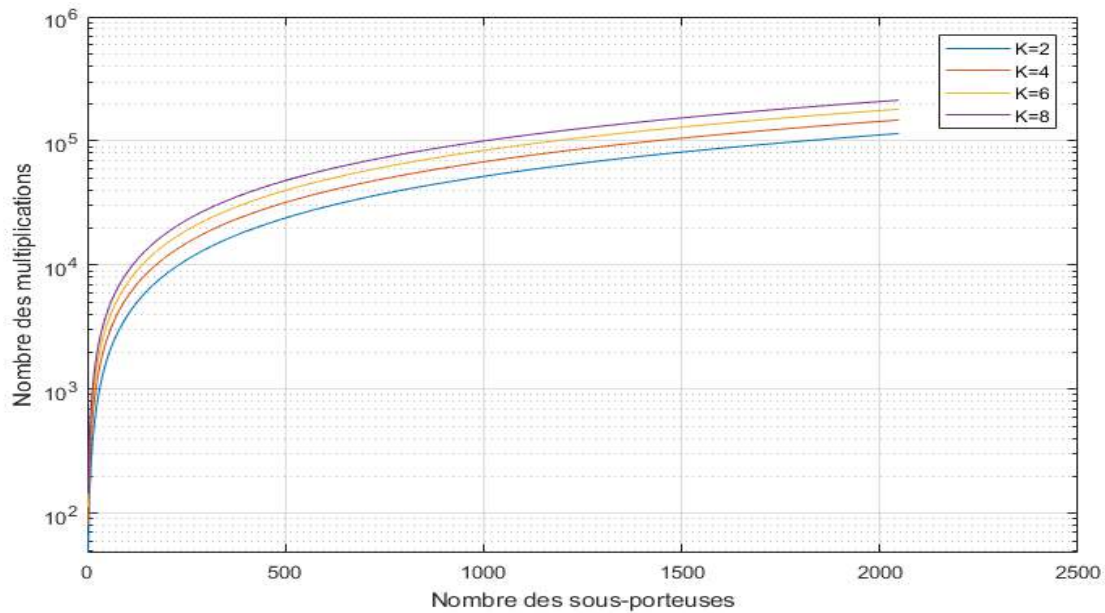


Figure 3.18 : Complexité de la technique FBMC avec variation de K.

La complexité est un facteur d'évaluation d'un système, le système FBMC avec structure polyphasé à une complexité qui varie en fonction du facteur de chevauchement K.

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié et simulé l'effet des paramètres inhérents à la modulation et démodulation OQAM/FBMC sur les performances d'un système de transmission FBMC. Des scénarios mettant en œuvre différents types de canaux de référence, tel que le canal AWGN, le modèle ITU et le modèle TDL (5G) sont simulés, dans des environnements LOS et NLOS, afin d'obtenir un résultat plus explicite sur le comportement du canal 5G.

Les valeurs obtenues du BER ont été évaluées en utilisant plusieurs paramètres de la chaîne de transmission, tel que le nombre de sous-porteuses (ou la longueur du FFT), l'ordre des constellations QAM, la bande de garde et le facteur de chevauchement K.

Nous avons aussi mis en évidence la dégradation significative des performances causée par l'effet du PAPR et la complexité du système par rapport à l'OFDM. Ces facteurs ont une influence sur la latence du système et la réalisation des émetteurs / récepteurs FBMC, en plus d'un effet conjoint des erreurs de synchronisation et des distorsions non linéaires.

Conclusion Générale

Les travaux réalisés dans ce mémoire traitent les modulations multi porteuses à base de bancs de filtres FBMC et ces trois variantes FMT, CMT et SMT. Toutes ces modulations sont basées sur un filtre prototype de forme non rectangulaire (cas de l'OFDM) choisi, dans notre travail, conforme au filtre PHYDYAS. La modulation FBMC est associée à un mappage orthogonal OQAM pour une meilleure efficacité.

Il était nécessaire d'introduire les bases théoriques des canaux de communication sans-fils, principalement les canaux 5G, ainsi que les principes de la modulation OQAM/FBMC et ces différences et similarités avec l'OFDM. De plus, nous avons présenté les deux structures d'implémentation du système OQAM/FBMC (PPN et FS-FBMC).

Nous avons également exposé une comparaison entre le filtre prototype PHYDYAS et le filtre rectangulaire (OFDM), où le filtre choisi présente une meilleure localisation en temps et en fréquence, ainsi qu'une excellente efficacité spectral ou les lobes hors bande sont négligeables.

Les résultats de simulation des performances du système OQAM/FBMC, avec la structure FS-FBMC, dans différents type de canaux sans-fils sont acceptables. Pour des canaux Rice et Rayleigh, et principalement ceux conçus pour la 5G, une égalisation de forçage à zéro ZF est nécessaire.

La complexité a été réduite à l'aide des FFT/IFFT dans l'OFDM, nous trouvons une complexité additionnelle raisonnable pour notre système OQAM/FBMC, en utilisant une structure polyphasé.

En fin la technique FBMC, en combinaison avec la modulation OQAM, dans un structure polyphasée, implémenté en FS-FBMC permet de résoudre les contraintes rencontrées avec l'OFDM et nous donne un meilleur résultat avec le canal 5G.

Comme travaux future, nous proposons de trouver des méthodes pour la réduction du PAPR, d'une part, et d'étudier le comportement de ces formes de modulation dans un contexte massive MIMO, d'autre part.

Bibliographie :

- [1] - ETSI Technical report "5G; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (3GPP TR 38.901 version 14.3.0 Release 14)", Janvier2018.
- [2] - 3GPP TR 25.890 V1.0.03 Technical report "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; High Speed Downlink Packet Access: UE Radio Transmission and Reception(FDD) (Release 5) ", GPP Organizational Partners, Mai 2002.
- [3] - 3GPP TR 36.803v1.1.0 (2008-04) Technical report, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network "; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception ;(Release 8), 3GPP, Avril 2008.
- [4] - M. A. Alim, M. M. Rahman, M. M. Hossain, A. Al-Nahid, "Analysis of Large-Scale Propagation Models for Mobile Communications in Urban Area ", International Journal of Computer Science and Information Security (IJCSIS), Vol. 7, No. 1, 2010.
- [5] - Md. GolamSadeque, Shadhon Chandra Mohonta, Md. Firoj Ali , "Modeling and Characterization of Different Types of Fading Channel", International Journal of Science, Engineering and Technology Research (IJSETR), Volume 4, Issue 5, IJSETR, Mai 2015.
- [6] - Laboratoire GIPSA-Lab, Grenoble (Laurent Ros), "Traitement du signal pour les communications numériques au travers de canaux radio-mobiles", Université de Grenoble, ÉCOLE DOCTORALE EEATS, Mars 2016.
- [7] - A. Barbieri, A. Piemontese, G. Colavolpe, "On the ARMA approximation for frequency channels described by the Clarke model with applications to Kalman-based receivers", IEEE Transactions on Wireless Communications 8 (2), 2009.
- [8] - A. Goldsmith, " Wireless Communications", Cambridge University Press, New York, NY, USA, 2005.
- [9] - H. Schulze and C. Lüders, "Theory and Applications of OFDM and CDMA: Wideband Wireless Communications", John Wiley, 2005.
- [10] - K. Fazel and S. Kaiser, "Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems: From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMax", John Wiley & Sons, 2009.
- [11] - BELLANGER, M , " Specification and design of a prototype filter for filter bank based multicarrier transmission". In Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings, (ICASSP '01), IEEE International Conference on, volume 4 , 2001.
- [12] -Jonathan rodriguez, " Fundamentals of 5G mobile networks",wiley ,Portugal, 2015
- [13] - BELLANGER, M., "Traitement numérique du signal, Théorie et pratique", Dunod, 8th Edition 2006.
- [14] - H. Zhang, D. Le Ruyet, and M. Terré, "Spectral Efficiency Comparison between OFDM/OQAM and OFDM based CR Networks" Wireless Commun. and Mobile

- Computing Wiley, vol. 9, pp. 1487–1501, Nov 2009.
- [15] - M. Bellanger, "Filter banks and OFDM-OQAM for high throughput wireless LAN ", in Proceedings of the 3rd International Symposium on Communications, Control, and Signal Processing (ICCSP'08), pp. 758–761, St. Julians, Malta, March 2008.
- [16] - D.S. Waldhauser, L.G. Baltar, J.A. Nossek, "Comparison of Filter Bank Based Multicarrier Systems with OFDM", in Proc. Circuits and Systems, IEEE Asia Pacific Conference, pp. 976- 979, Dec 2006.
- [17] - 3GPP TR 25.890 V1.0.0 , "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; High Speed Downlink Packet Access: UE Radio Transmission and Reception (FDD) (Release 5) ", 3GPP, 05-2002.
- [18] - P. Siohan, C. Siclet, and N. Lacaille, "Analysis and Design of OFDM/OQAM Systems Based on Filter bank Theory" IEEE Trans. Signal Process., vol. 50, no. 5, pp. 1170–1183, May 2002.
- [19] - H. Bölcskei, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing based on Offset QAM" Advances in Gabor Analysis, pp. 321–352, 2003.
- [20] - M. Bellanger, « FBMC physical layer: a primer, PHYDYAS », Jan 2010.
- [21] - ANRITSU, "Understanding 5G", REV1, FEV 2016.
- [22] - G. Cherubini, E. Eleftheriou, and S. Olcer, "Filtered multitone modulation for vdsl", In Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 99), pp. 1139 –1144 vol.2, 1999.
- [23] - G. Cherubini, E. Eleftheriou, and S. Olcer, "Filtered multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines", Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, vol. 20, no. 5, pp. 1016 –1028, jun 2002.
- [24] - Fa-Long Luo, Ph.D., IEEE Fellow Charlie (Jianzhong) Zhang, Ph.D., IEEE Fellow "Signal Processing For 5G", John Wiley & Sons, Ltd, 2016
- [25] - B. Farhang-Boroujeny, "Multicarrier Modulation with Blind Detection Capability using Cosine Modulated Filter Banks", IEEE Trans. Commun., vol. 51, no. 12, pp.2057 – 2070, Dec 2003.
- [26] - Tobias Hidalgo Stitz , "Filter Bank Techniques for the Physical Layer in Wireless", Tampere University of Technology-, 2010.
- [27] - Vincent Berg, Jean-Baptiste Doré, Dominique Noguét , "Microprocessors and Microsystems", journal homepage: www.elsevier.com/locate/micpro, CEA-LETI, Minatec, Grenoble, France 2014.
- [28] - J. G. Proakis, "Digital Communications", 4th edition. McGrawHill, 2000.
- [29] - M. Bellanger Phydyas project, documents D3.1."Spécifications technique", 2008.