

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد حطب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Mention Électronique

Systemes de Télécommunications (ST)

présenté par

KERRICHE Noura

&

KEDIDAH Meriem

Comparaison de la modulation UFMC de la 5^{ème} génération avec la modulation multi-porteuses OFDM

Proposé par : Dr. ANOU Abderrahmane

Année Universitaire 2017-2018.

ملخص:

يتناول هذا العمل دراسة تقنية التشكيل متعدد الناقل التي تعد بديلاً لـ OFDM والمعروفة حالياً باسم UFMC. والفرق المهم الأول بين OFDM وهذا البديل هو تطبيق مرشحات النطاق الفرعي لتقليل المستويات الطيفية من الفصوص الجانبية خارج النطاق الفرعي.

تظهر النتائج التي تم الحصول عليها باستخدام بيئة Matlab لتبيين ان UFMC يعطي تحسناً عاماً للكفاءة الطيفية مقارنةً بـ OFDM التقليدي لجميع المعلمات المنظورة ، مما يثبت أن UFMC هو المرشح المثالي لتطور المستقبلي للاتصالات اللاسلكية.

الكلمات الجوهرية: OFDM, UFMC, متعدد النواقل, المرشحات, الجيل الخامس.

Résumé :

Ce travail porte sur l'étude d'une technique de modulation multi-porteuses alternative à l'OFDM et connue actuellement sous le nom UFMC. Une première différence importante entre l'OFDM et cette variante est l'application des filtres par sous-bande afin de réduire les niveaux spectraux des lobes secondaires à l'extérieur de la sous-bande.

Les résultats obtenus en utilisant l'environnement Matlab montrent que l'UFMC donne une amélioration globale de l'efficacité spectrale par rapport à l'OFDM classique pour tous les paramètres considérés, prouvant que l'UFMC est un candidat idéal pour le développement des communications sans fil futur.

Mots clés : OFDM, UFMC, multi-porteuses, filtres, 5G.

Abstract:

This work deals with the study of a multi-carrier modulation technique that is an alternative to OFDM and currently known as UFMC. A first important difference between OFDM and this variant is the application of subband filters to reduce the spectral levels of the side lobes outside the subband.

The results obtained using the Matlab environment show that the UFMC gives an overall improvement of the spectral efficiency compared to conventional OFDM for all the considered parameters, proving that the UFMC is an ideal candidate for the future development of wireless communications.

Keywords: OFDM, UFMC, multi-carrier, filters, 5G.

Dédicace

Que ce travail témoigne de mes respects :

A mes parents Abd el Kerim et Faiza :

Grace à leurs tendres encouragements et leurs grands sacrifices, ils ont pu créer le climat affectueux et propice à la poursuite de mes études. Aucune dédicace ne pourrait exprimer mon respect, ma considération et mes profonds sentiments envers eux. Je prie Allah de les bénir, de veiller sur eux, en espérant qu'ils seront toujours fiers de moi. A ma chère sœur Yasmine,

Sara et mes chères frères, Mohamed et Rayen :

En témoignage de l'attachement, de l'amour et de l'affection que je porte pour vous. Je vous dédie ce travail avec tous mes vœux de bonheur, de santé et réussite.

A ma grand-mère maternelle Yemma kheira :

Grace à tes conseils et tes prières je suis une personne meilleure. Je te dédie ce travail avec tous mes vœux de bonheur, de santé et de longue vie .

A la mémoire de mon grand père maternelle Maamar et ma tante naima :

Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu pour vous .

A mes tantes Soraya et Karima

Elle vont trouver ici l'expression de mes sentiments de respect et de reconnaissance pour le soutien qu'elle n'ont cessé de me porter. Leur générosité et leurs soutien m'oblige de leurs témoigner mon profond respect et ma loyale considération.

A tous les membres de ma famille petits et grands :

Veillez trouver dans ce modeste travail l'expression de mon affection.

A mes cher(e)s ami(e)s:

Fadhila, Ghania, Houria, Asma , Wahiba, Hamid, redha, yousra, Hana, Mahfoud, Nadir, Amine, Abderahman, Adel , Cherif .

A ma très chère amie Meriem :

Tu va trouver ici le témoignage d'une félicité et d'une amitié infinie, tu es et tu resteras toujours dans mon cœur .

Noura

Dédicace

✿ Je dédie ce mémoire à ... ✍

***A ma très chère mère khadra** Tu représentes pour moi, la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi. Aucune dédicace ne saurait être assez éloquente pour exprimer ce que tu mérites pour tous les sacrifices que tu n'as cessé de me donner depuis ma naissance. Tu as fait plus qu'une mère puisse faire pour que ses enfants suivent le bon chemin dans leur vie et leurs études. Je te dédie ce travail en témoignage de mon profond amour. Puisse Dieu, le tout puissant, te préserver et t'accorder santé, longue vie et bonheur*

***A la mémoire de mon Père moussa** Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu pour vous. Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien être. Ce travail est le fruit de tes sacrifices que tu as consentis pour mon éducation et ma formation.*

***A mes très chères sœurs chahrazed et wissam et petite ma sœur widdad** En témoignage de l'attachement, de l'amour et de l'affection que je porte pour vous. Je vous remercie tous les nombres pour votre hospitalité sans égal et votre affection si sincère. Je vous dédie ce travail avec tous mes vœux de bonheur, de santé et de réussite.*

***A mes très chers frères Mohamed Rabah et abdelkader,** sont toujours présent dans tous mes moments d'examens par son soutien moral et ses belles surprises sucrées. Je te souhaite un avenir plein de joie, de bonheur, de réussite et de sérénité.*

***A la mémoire de mon binôme Noura** tu es toujours dans mon cœur comme une sœur, Jete remercie pour ta présence à mon côté et pour tes encouragements, que ce travaille te garde pour moi*

*A mes proches amies **Maia, Roumaissa, Kawter, Amina, Nesaiba, Hichem, Abderrahmane, mored, CRB.***

*Au **DR. Anou Abderrahmane** qui ma a énormément aidé durant toute l'année de mes fin d'études.*

*J'aurais tant aimé que tu sois présent
Que Dieu ait te âmes dans sa sainte miséricorde*

MERIEM

Remerciement

Louange à Allah, seigneur de l'univers, pour la volonté, la santé, le courage et la patience pour accomplir ce modeste travail .

Nous tenons ainsi, à exprimer ici notre respect et toute notre reconnaissance à notre encadreur Monsieur : Anou abderrahmane, pour sa bienveillance, sa gentillesse, ses encouragements et ses conseils .

Nous remercions vivement les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer ce modeste mémoire :

Professeur A.GUESSOUM , d'avoir accepté de juger notre travail et de présider le jury.

Docteur AIT SAADI HOCINE de nous avoir fait l'honneur d'accepter de juger notre travail.

Nous tenons également à exprimer notre gratitude au professeur Hamza meliani. Monsieur Dahmani. Monsieur Mehdi et Mlle Reguieg zora de nous avoir consacré une partie de leurs temps et leurs efforts pour nous aider à progresser dans notre mémoire.

En fin, nous tenons à remercier tous ceux qui ont contribué à ce travail de près ou de loin.

Table des matières

Introduction Générale	1
CHAPITRE 1 : Généralité sur les systèmes de communication	3
1.1 Introduction.....	3
1.2 La chaîne de transmission numérique	3
1.2.1 La source.....	3
1.2.2 Le codage source.....	4
1.2.3 Le codage canal.....	4
1.2.4 La modulation	4
1.2.5 Le canal de transmission.....	4
1.2.6 La démodulation.....	5
1.2.7 La synchronisation	5
1.2.8 Le décodage canal	5
1.2.9 Le décodage source	5
1.3 Le système de modulation numérique mono-porteuse	5
1.3.1 Les types de modulation mono-porteuse	6
1.3.1.1 La modulation par déplacement de phase (PSK)	6
1.3.1.2 La modulation d'amplitude en quadrature(QAM)	7
1.3.1.3 Le lien entre E_b/N_0 et le rapport signal à bruit en puissance	9
1.4 La Densité Spectrale de Puissance (DSP) du signal modulé.....	10
1.5 Les modulations multi-porteuses	10
1.5.1 Les systèmes de modulations multi-porteuses.....	11
1.6 Conclusion	11
Chapitre 2 : Comparaison entre les modulations OFDM et UFMC.....	11
2.1 Introduction.....	11
2.2 La modulation multi-porteuses de type OFDM.....	11
2.2.1 Historique	11

2.2.2	Les problèmes d'interférences	12
2.2.3	Insertion du préfixe cyclique	12
2.2.4	Notion d'orthogonalité	14
2.2.5	La chaîne de transmission OFDM.....	18
2.2.6	Principe et fonctionnement de l'OFDM	19
2.2.7	Principe de la modulation OFDM	19
2.2.8	Principe de la démodulation OFDM	21
2.2.9	Implémentation numérique	21
2.2.10	Les avantages et les inconvénients de l'OFDM	23
2.3	La modulation multi-porteuses de type UFMC	24
2.3.1	L'émetteur UFMC	24
2.3.2	Le récepteur UFMC.....	25
2.4	Les filtres prototypes	26
2.5	Les bancs des filtres	26
2.6	Le filtre FIR Dolph-Tchebyshev	27
2.7	Le principe de l'UFMC	29
2.8	La comparaison entre l'OFDM et l'UFMC	31
2.9	Conclusion	31
Chapitre 3 : Simulation et résultats		32
3.1	Introduction.....	32
3.2	La simulation de l'OFDM à l'émission.....	32
3.2.1	Le mapping (QAM) des symboles.....	33
3.2.2	La Transformé de Fourier Inverse (IFFT).....	35
3.2.3	La génération d'un signal OFDM.....	36
3.3	Constellation de la modulation OFDM avant égalisation	38
3.3.1	Résultats et interprétation	38
3.4	Réception et démodulation du signal OFDM	39

3.4.1 Démodulation du signal OFDM	40
3.4.2 L'égalisation du canal	42
3.4.3 La démodulation du symbole OFDM	45
3.5 La densité spectrale de puissance de l'OFDM.....	47
3.5.1 Résultats et interprétation.....	47
3.6 L'émission et la réception de l'UFMC.....	49
3.6.1 Résultats et interprétation.....	51
3.6.2 Effet du filtre « Dolph Tchebyshev »	52
3.6.3 La densité spectrale de puissance de l'UFMC	53
3.7 Conclusion	54
Conclusion Général	55

Liste des figures

FIGURE 1.1: SCHEMA D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION NUMERIQUE [1].	3
FIGURE 1.2: SOURCE DE MESSAGE [1].	3
FIGURE 1.3: MODELE D'UN CANAL DE TRANSMISSION.	4
FIGURE 1.4: FORMAT DE MODULATION A PORTEUSE UNIQUE [4].	5
FIGURE 1.5: MODULATION PSK-4.	7
FIGURE 1.6: CONSTELLATIONS POUR MODULATIONS M-QAM [6].	8
FIGURE 1.7: LE GRAPHE DU BER VS E_b/N_0 POUR DIFFERENTES MODULATIONS ET CONSTELLATIONS.	9
FIGURE 1.8: DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE [7].	10
FIGURE 1.9: SPECTRE DE FREQUENCES DE LA MODULATION MULTI-PORTEUSES [4].	10
FIGURE 2.1: EFFET DU MULTI-TRAJET SUR LE SYMBOLE OFDM [10].	12
FIGURE 2.2: EFFET DE L'INTERVALLE DE GARDE SUR LE SIGNAL OFDM [10].	13
FIGURE 2.3: INSERTION DU PREFIXE CYCLIQUE [10].	13
FIGURE 2.4.: RESTAURATION DES PORTEUSES [10].	14
FIGURE 2.5: INSERTION DU ZEROS PADDING [11].	14
FIGURE 2.6: BASE ORTHOGONALE EN TEMPS [13].	15
FIGURE 2. 7: SPECTRES DES DIFFERENTES PORTEUSES [13].	16
FIGURE 2. 8: SPECTRE DU SIGNAL OFDM POUR 8 PORTEUSES [14].	17
FIGURE 2.9: CHAINE DE TRANSMISSION OFDM [9].	18
FIGURE 2.10: REPRESENTATION FREQUENTIELLE ET TEMPORELLE D'UN SIGNAL OFDM [15].	19
FIGURE 2.11: SCHEMA DE MODULATION OFDM [6].	20
FIGURE 2.12: SCHEMA DE LA DEMODULATION OFDM [6].	21
FIGURE 2.13: MODULATEURS OFDM NUMERIQUE [3].	22
FIGURE 2.14: DEMODULATEURS OFDM NUMERIQUE [3].	23
FIGURE 2.15: EMETTEUR UFMC.	25
FIGURE 2.16: RECEPTEUR UFMC.	25
FIGURE 2.17: UN EXEMPLE D'UN BANC DE FILTRE [11].	26
FIGURE 2.18: SYSTEME DE SOUS-BANDE ET LES CONFIGURATIONS DE TRANS-MULTIPLEXEUR [11].	27
FIGURE 2. 19: LES CARACTERISTIQUES D'IMPULSION ET DE FREQUENCE DU FILTRE NUMERIQUE.	28

FIGURE 2. 20: FORMATION DU SIGNAL UFMC DANS LE DOMAINE FREQUENTIEL [17].	29
FIGURE 2.21: SYSTEME MODELE D'UFMC [17].	30
FIGURE 3.1: ORGANIGRAMME D'EMISSION OFDM.	32
FIGURE 3.2: ORGANIGRAMME DE LA MODULATION (QAM) DES SYMBOLES.	33
FIGURE 3.3: LA SORTIE DU BLOC QAM (CONSTELLATION 4-QAM).	34
FIGURE 3.4: LA SORTIE DU BLOC QAM (CONSTELLATION 16-QAM).	34
FIGURE 3.5: SIGNAL EN SORTIE DE L'IFFT.	36
FIGURE 3.6: ORGANIGRAMME DE LA GENERATION D'UN SIGNAL OFDM.	36
FIGURE 3.7: PRESENTATION DES SOUS-PORTEUSES.	37
FIGURE 3.8: LA REPONSE TEMPORELLE DU SIGNAL OFDM EN EMISSION.	37
FIGURE 3.9: LA CONSTELLATION 4-QAM ET 16-QAM.	38
FIGURE 3.10: RECEPTION ET DEMODULATION DU SIGNAL OFDM.	39
FIGURE 3.11: DEMODULATION DU SIGNAL OFDM.	40
FIGURE 3.12: REPRESENTATION DU SIGNAL OFDM TEMPOREL APRES DEMODULATION.	40
FIGURE 3.13: REPRESENTATION DES SOUS-PORTEUSES APRES DEMODULATION.	41
FIGURE 3.14: ORGANIGRAMME DE LA CORRECTION DU CANAL.	42
FIGURE 3.15: REPONSE DU CANAL.	43
FIGURE 3.16: REPONSE DE CANAL VIA LES ESTIMATEURS.	43
FIGURE 3. 17: INSERTION DES PILOTES EN EMISSION [10].	44
FIGURE 3.18: EXTRACTION DES PILOTES A LA RECEPTION [10].	44
FIGURE 3. 19: DEMODULATION DU SYMBOLE OFDM.	45
FIGURE 3.20: LES SYMBOLES 4-QAM APRES LA DEMODULATION.	46
FIGURE 3.21: LES SYMBOLES 16-QAM APRES LA DEMODULATION.	46
FIGURE 3.22: ORGANIGRAMME DE LA DENSITE SPECTRALE OFDM.	47
FIGURE 3.23: DENSITE SPECTRAL DE PUISSANCE D'UN SIGNAL OFDM.	48
FIGURE 3.24: ORGANIGRAMME DE L'EMISSION ET RECEPTION UFMC.	50
FIGURE 3.25: CONSTELLATION DES SYMBOLES REÇUS.	51
FIGURE 3.26: CONSTELLATION DES SYMBOLES REÇUS.	52
FIGURE 3.27: LA SEQUENCE DES SYMBOLES DE CANAL DANS L'OFDM ET L'UFMC.	52
FIGURE 3.28: DENSITE SPECTRAL DE PUISSANCE UFMC.	53

Liste des tableaux

TABLEAU 3.1: PARAMETRES UTILISES DANS LA MODULATION OFDM.	33
TABLEAU 3. 2: PARAMETRES UTILISES POUR LA SIMULATION DE LA DSP D'OFDM.....	47
TABLEAU 3. 3: PARAMETRES DE SIMULATION DU SYSTEME OFDM ET UPMC.	51

Listes des acronymes et abréviations

AWGN	:	Additive White Gaussian Noise.
ASK	:	Amplitude Shift Keying.
BER	:	Bit Error Rate.
CP	:	Cyclic Prefix.
DAB	:	Digital Audio Broadcasting.
DPSK	:	Differential Phase Shift Keying.
DSP	:	Densité spectral de puissance.
DVB-T	:	Digital Video Broadcasting-Terrestrial.
EP	:	Estimation Pilotes
FBMC	:	Filter Bank based Multi-Carrier.
FFT	:	Fast Fourier Transform.
FIR	:	Finie Impulce Reponce.
FSK	:	Frequency Shift Keying.
GFDM	:	Generalized Frequency Division Multiplexing.
GI	:	Guard Interval
IEEE	:	Institute of Electrical and Electronics Engineer.
IEP	:	Interférence Entre Porteuses.
IFFT	:	Inverse Fast Fourier Transform.
IES	:	Interférences Entre Symboles.
LTE	:	Long Term Evolution.
MC-HSPA	:	Multi Carrier-High Speed Packet data Access.
MIMO	:	Multiple Input Multiple Output.
OFDM	:	Orthogonal Frequency Division Multiplex.
PAPR	:	Peak-to- Average Power Ratio.
PSK	:	Phase Shift Keying.
QAM	:	Quadrature Amplitude Modulation.
QPSK	:	Quadrature Phase Shift Keying.
SIMO	:	Singel Input Multiple Output.
TFD	:	Transformée de Fourier Discrète.
TFDI	:	Transformée de Fourier Discrète Inverse.
UFMC	:	Universal Filtered Multi-Carrier.

WiMAX	:	Worldwide Interoperability for Microwave Access.
Wi-Fi	:	Wireless Fidelity.
ZP	:	Zeros padding.
4G	:	4ième génération.
5G	:	5ième génération.

Notations

$\text{ATSinc}(fT_s)$: sinus cardinal d'amplitude A et de largeur T .
B	: Bande passante.
B_c	: Largeur de bande de cohérence du canal.
B_d	: Bande doppler.
B_N	: Largeur de sous-bande.
b_i	: Données binaire.
$c_k = a_k + jb_k$: Symbole transmis en bande de base, avec a_k la partie réelle et b_k la partie imaginaire.
Δ	: Intervalle de garde.
Δf	: Espacement minimal entre les sous-porteuses pour garder l'orthogonalité.
$\text{erfc}(\cdot)$: Fonction d'erreur complémentaire.
E_b	: Energie par bit.
E_b/N_0	: Rapport entre énergie par bit et densité spectrale du bruit.
E_s	: Energie par symbole.
$F_{i,k}$: Matrice de Toeplitz du filtre.
f_0	: Fréquence porteuse.
f_k	: Fréquence porteuse d'indice k .
H	: matrice Toeplitz.
H_k	: Réponse fréquentielle.
$H_k(t)$: fonction de transfert du canal.
$H_i(f_i)$: Coefficient complexe de chaque sous-porteuses.
L	: Longueur du filtre.
m	: Nombre de bits.
$m(t)$: Signal transmis.
L_{cp}	: Longueur du préfixe cyclique.
M	: Taille de l'alphabet du modulateur.
n_i	: Nombre de symboles.
N	: Nombre total de sous-porteuses pour un signal OFDM.
N_B	: Puissance de bruit.
N_0	: Densité spectrale de bruit unilatérale.
P	: Puissance du signal.

P_e	:	Probabilité d'erreur par symbole.
$\Pi_{T_s}(t)$:	Fonction porte.
\otimes	:	Produit de convolution circulaire.
$s(t)$:	Signal modulé.
S_k	:	Bloc de symboles QAM.
S_{ik}	:	Groupe de symboles.
$(TF\{.\})$:	Transformé de Fourier.
T_b	:	Durée de données binaires.
T_g	:	Durée du préfixe cyclique.
T_m	:	Etalement temporel.
T_s	:	Durée d'un symbole de la modulation.
T_{tot}	:	Durée totale d'un symbole OFDM.
$\gamma_{am}(f)$:	La densité spectrale de puissance du signal en bande de base.
V_{ik}	:	Matrice de Toeplitz inclut les colonnes pertinentes de la matrice de Fourier inverse.
$w(t)$:	Bruit blanc additif gaussien.
x_i	:	Le symbole connu émis.
α_i	:	Le coefficient d'atténuation du canal.

Introduction Générale

Introduction Générale

L'évolution des systèmes de communications numériques s'articule autour de plusieurs aspects tel que : les besoins croissants spectrale et de débit, le caractère mobile du terminal et le contexte d'encombrement de la ressource.

Les modulations mono-porteuses ne permettent pas de répondre efficacement à ces besoins, en raison de la sélectivité en fréquence, le moindre changement dans l'environnement de propagation entraîne des situations imprévisibles et hostiles dues aux trajets multiples empruntés par le signal radio mobile.

Les modulations multi-porteuses ont attirés l'attention de la communauté des télécommunications, par opposition à la modulation mono-porteuse en raison de la capacité à faire face efficacement aux canaux à évanouissements sélectifs en fréquence et de la flexibilité pour l'allocation de ressources pour chaque sous canal. Ces dernières années le multiplexage par division de fréquence orthogonale (OFDM) a été utilisé très intensivement de sorte à éviter les interférences entre symboles (IES) et les interférences entre canaux (IEP) en utilisant un préfixe cyclique prolongé (CP). L'OFDM est un excellent choix pour le transport des données par l'air, permettant ainsi une égalisation scalaire par sous-porteuse à la réception. Dans le domaine spectral les lobes latéraux posent un problème d'alignement de la fréquence pendant la transmission. Pour surmonter ce problème, une nouvelle modulation multi-porteuses FBMC (Filter Bank based Multi-Carrier) à base de bancs de filtre est proposée, où chaque sous-porteuse est individuellement filtrée pour améliorer considérablement la robustesse du système de transmission contre les effets d'interférences entre porteuses (IEP). Théoriquement la modulation FBMC est mieux adapté que l'OFDM cependant, pratiquement elle pose de nombreux problèmes d'implémentation, alors on a conçu une nouvelle approche de forme d'onde, appelée Universal Filtered Multi-Carrier (UFMC) rassemblant les avantages de la FBMC tout en évitant ses inconvénients.

Le but de notre projet de fin d'étude est de mettre l'accent sur cette nouvelle technique de modulation UFMC et la comparer avec la modulation OFDM et essayer de mettre en évidence les mérites du schéma de cette nouvelle modulation candidate pour les nouveaux systèmes de télécommunication.

Ce mémoire est constitué de trois chapitres :

Le premier chapitre est introductif, il décrit brièvement le fonctionnement d'une chaîne de transmission. On rappelle aussi dans ce chapitre les systèmes de modulation mono-porteuse, en particulier les modulations PSK et QAM, on discute à la fin l'intérêt des modulations multi-porteuses.

Dans le second chapitre, on se concentre sur l'étude de la modulation OFDM, en commençant par les problématiques principales en passant par les principes de fonctionnement, et en évoquant ses avantages et ses inconvénients. Dans un second lieu on explique d'une part la modulation UFMC en donnant sa définition, et d'autre part les filtres prototypes utilisés pour cette modulation. Finalement une comparaison entre les deux techniques est dégagée.

Dans le dernier chapitre, des simulations sur MATLAB de l'OFDM sont accomplies pour visualiser, en émission :

- Les constellations de la 4-QAM et la 16-QAM.
- Le signal en sortie de l'IFFT.
- La présentation des sous-porteuses.
- La réponse temporelle du signal OFDM.

En réception :

- La représentation de la réponse temporelle d'OFDM après démodulation.
- La représentation des sous-porteuses après la démodulation.
- La réponse fréquentielle du canal.
- La réponse du canal via les estimateurs.
- Les constellations après les démodulations 4-QAM et 16-QAM.
- La densité spectrale de puissance de l'OFDM.

Pour l'UFMC les simulations concernent la constellation avant et après égalisation, ainsi que la densité spectrale de puissance.

CHAPITRE 1

CHAPITRE 1 : Généralité sur les systèmes de communication

1.1 Introduction

Les systèmes de transmission numérique véhiculent des informations sous forme de bits, entre une source et un destinataire en utilisant un support de transmission physique. Les signaux émis peuvent être, soit d'origine numérique, soit d'origine analogique mais convertis sous une forme numérique. Le rôle du système de transmission est d'acheminer le signal de la source au destinataire avec la plus grande fiabilité possible.

Dans ce chapitre, on présente : Dans un premier temps, la chaîne de transmission numérique, de la source au destinataire. Les modulations numériques seront traitées ultérieurement, une attention particulière sera accordée aux modulations PSK et QAM.

1.2 La chaîne de transmission numérique

Le schéma de principe d'une chaîne de transmission numérique est représenté sur la figure suivante :

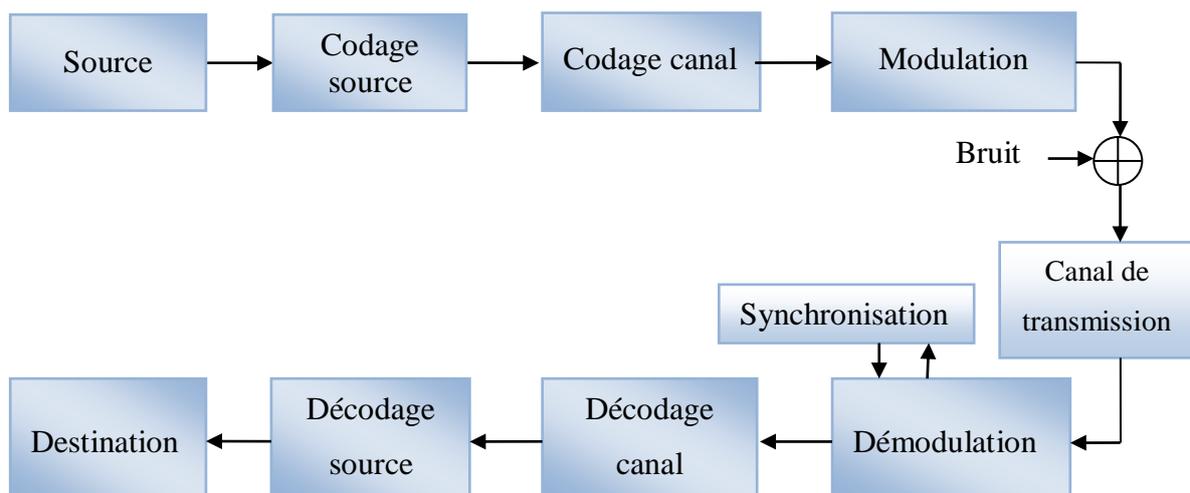


Figure 1.1: Schéma d'un système de transmission numérique [1].

1.2.1 La source

Pour réaliser une transmission numérique, le message à transmettre doit être sous forme numérique. Si la source délivre un message analogique, il faut le numériser en échantillonnant le message puis en quantifiant les échantillons obtenus. Chaque échantillon quantifié est ensuite codé sur « m » bits (voir figure 1.2).

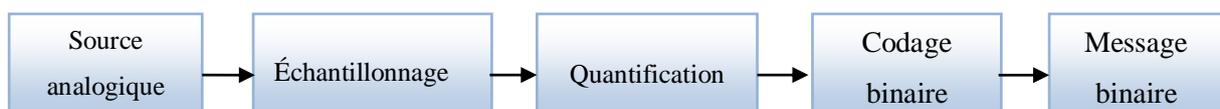


Figure 1.2: Source de message [1].

1.2.2 Le codage source

Le but du codage de source est de représenter la source avec un minimum de bits sans en diminuer la quantité d'information, c'est à dire de délivrer une source aussi proche que possible d'une source idéale [2].

1.2.3 Le codage canal

Le codage canal, aussi appelé codage détecteur ou correcteur d'erreur est une fonction spécifique des transmissions numériques, qui n'a pas son équivalent en transmission analogique. Le codage canal est utilisé pour transmettre l'information avec le maximum de fiabilité en palliant les perturbations survenues lors de la manipulation physique de l'information dans le canal [1].

1.2.4 La modulation

Le but de la modulation est d'adapter le signal à transmettre au canal de communication entre la source et le destinataire. On introduit donc deux opérations entre la source et le canal, une première opération appelée modulation est entre le canal et le destinataire, une seconde opération appelée démodulation.

Le modulateur génère un signal porteur, dont la forme d'onde peut être soit une suite d'impulsions soit une onde sinusoïdale. Dans le cas de la modulation numérique, le modulateur transpose chaque ensemble de m bits du message entrant dans le modulateur en un signal physique de durée T , le tout formant alors un signal électrique susceptible d'être envoyé dans le canal en bande de base ou sur fréquence porteuse [2]. Les modulations PSK et QAM sont détaillées dans les paragraphes (1.3.1.1) et (1.3.1.2).

1.2.5 Le canal de transmission

Un canal de communications est un support physique, utilisé pour la transmission d'un signal de l'émetteur vers le récepteur. Quel que soit le mode de transmission employé, des perturbations aléatoires non prévisibles peuvent affecter le signal transmis, en plus de la présence de bruits additifs. Un tel canal est représenté sur la figure (1.3) :

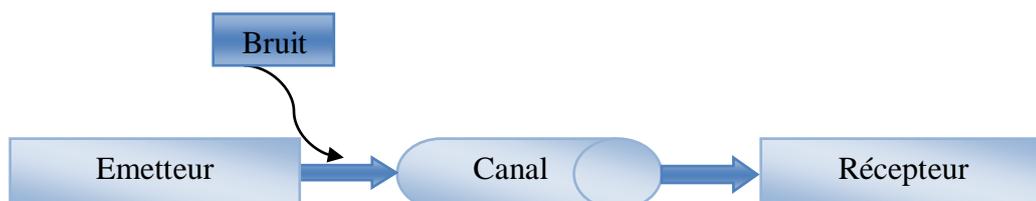


Figure 1.3: Modèle d'un canal de transmission.

1.2.6 La démodulation

Le récepteur recueille le signal transmis, par l'intermédiaire d'une antenne pour un canal radio. Une fois le signal arrivé il est nécessaire de le démoduler, c'est-à-dire de faire une nouvelle transposition de fréquence afin d'obtenir un signal en bande de base par le processus de synchronisation [3].

1.2.7 La synchronisation

Ce bloque récupère la fréquence et parfois la phase de la porteuse ainsi que l'horloge des symboles. Dans certains cas on peut avoir une synchronisation des trames [3].

1.2.8 Le décodage canal

Le décodage de canal exploite la redondance introduite par le codeur de canal pour détecter et puis corriger (si possible) les erreurs de transmission, il doit connaître le type de codage utilisé en émission pour qu'il puisse corriger les erreurs correctement [2].

1.2.9 Le décodage source

Le décodage de la source reçoit une séquence de données provenant du décodeur de canal, c'est un complément à l'encodeur de source. En connaissant le traitement réalisé par le codeur de source, il reconstitue le message original en réception [2].

1.3 Le système de modulation numérique mono-porteuse

Les systèmes de transmission mono-porteuse sont des systèmes qui transmettent les données de façon séquentielle sur une seule bande de fréquence au canal physique, autour d'une seule porteuse (Figure 1.4). Cette technique est simple à mettre en œuvre mais présentent des inconvénients majeurs lorsque on est en présence de canaux à trajets multiples très sélectifs. En effet les trajets multiples du canal introduisent une interférence entre symboles (IES) qui affecte la qualité de la transmission [4].

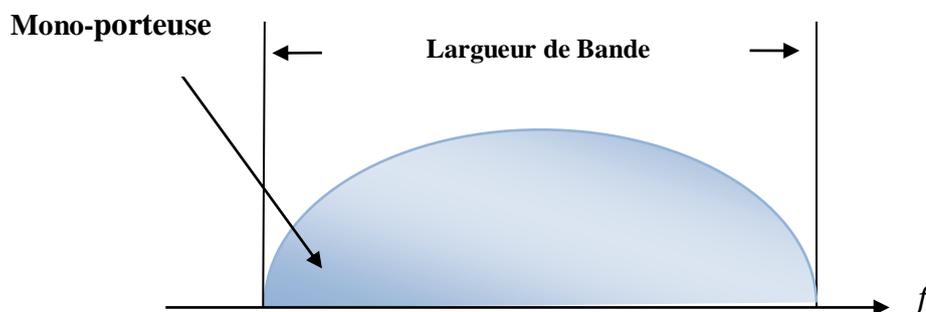


Figure 1.4: format de modulation à porteuse unique [4].

1.3.1 Les types de modulation mono-porteuse

La modulation numérique est classée en différents types, en fonction de la variation dans les caractéristiques du signal porteur. Trois caractéristiques du signal qui peuvent être modifiées au fil du temps sont l'amplitude, la phase et la fréquence ou bien la combinaison de l'amplitude et la phase. Les types de modulation les plus fréquemment rencontrés sont les suivants :

- Modulation par Déplacement d'Amplitude (*Amplitude Shift Keying ASK*).
- Modulation par Déplacement de Phase (*Phase Shift Keying PSK*).
- Modulation par Déplacement de Phase Différentiel (*Differential Phase Shift Keying DPSK*).
- Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature (*Quadrature Amplitude modulation QAM*)
- Modulation par Déplacement de Fréquence (*Frequency Shift Keying FSK*).

Dans notre projet on va utiliser les modulations PSK et QAM.

1.3.1.1 La modulation par déplacement de phase (PSK)

La modulation par déplacement de phase modifie uniquement la phase du signal modulé, ce dernier peut être exprimé [5] :

$$m(t) = R \left[\sum_{-\infty}^{+\infty} c_k g(t - kT) e^{j(2\pi f_0 t)} \right] \quad (1.1)$$

Les symboles complexes c_k sont répartis équitablement sur un cercle de rayon A , comme le montre la figure (1.5):

$$c_k = a_k + jb_k = Ae^{j\varphi_k} \quad (1.2)$$

Les composantes en phase et en quadrature valent :

$$\begin{cases} a_k = A \cos(\varphi_k) \\ b_k = A \sin(\varphi_k) \end{cases} \quad (1.3)$$

Le signal transmis dans un intervalle $[kT_s, (k+1)T_s[$ est écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} m(t) &= R[g(t - kT)Ae^{j(2\pi f_0 t + \varphi_k)}] \\ &= Ag(t - kT) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k) \\ &= Ag(t - kT) \cos(\varphi_k) \cos(2\pi f_0 t) - Ag(t - kT) \sin(\varphi_k) \sin(2\pi f_0 t) \end{aligned} \quad (1.4)$$

L'équation précédente indique que la porteuse en phase est modulée en amplitude par :

$A g(t - kT) \cos(\varphi_k)$ et la porteuse en quadrature est modulée en amplitude par :

$A g(t - kT) \sin(\varphi_k)$.

Les phases φ_k pendant un intervalle de temps $[kT_s, (k + 1)T_s]$ représentant un symbole appartenant donc à l'ensemble :

$$\varphi_k = \left\{ 0, \frac{2\pi}{M}, \dots, \frac{2\pi(M-1)}{M} \right\} \quad (1.5)$$

Un exemple de la modulation PSK avec quatre symboles est donné par la figure (1.5)

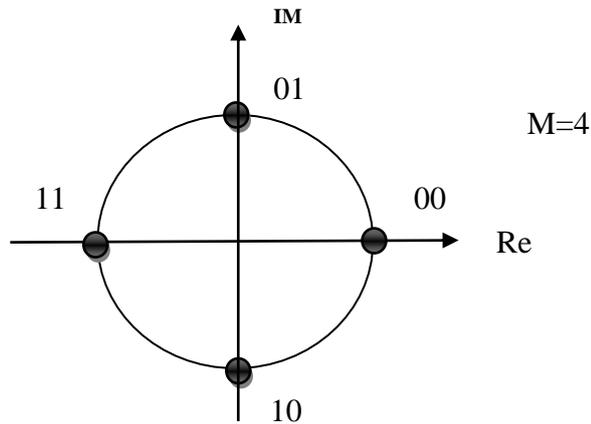


Figure 1.5: Modulation PSK-4.

Dans ce cas, les symboles sont : $\{A, jA, -A, -jA\}$. L'énergie moyenne par symbole est donnée par l'équation (1.6) et la probabilité d'erreur par paire est donnée par l'expression (1.7).

$$E_s = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M A^2 = A^2 \quad (1.6)$$

$$P_{e, \text{paire}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0} \log_2(M) \left(\sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right)^2} \right) \quad (1.7)$$

1.3.1.2 La modulation d'amplitude en quadrature(QAM)

La modulation d'amplitude en quadrature modifie à fois l'amplitude et la phase du signal, les points de constellations sont répartis dans le plan complexe. Le signal modulé s'écrit toujours [5] :

$$m(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} a_k g(t - kT) \cos(2\pi f_0 t) - \sum_{-\infty}^{+\infty} b_k g(t - kT) \sin(2\pi f_0 t) \quad (1.8)$$

Mais a_k et b_k prennent leurs valeurs à partir de deux suites d'alphabets distinctes :

$$A = \{A_1, A_1, \dots, A_i\} \text{ et } B = \{B_1, B_1, \dots, B_i\}.$$

On dit que la modulation QAM est régulière si les deux conditions suivantes sont vérifiées :

- Les deux suites précédentes sont identiques.
- Le nombre d'états $M = (\sqrt{M})^2$ est un carré parfait où M est une puissance de 2.

Par conséquent : $A = B = \{A_1, A_1, \dots, A_{\sqrt{M}}\}$, ceci est majoritairement utilisé. Les tailles classiques pour les modulations QAM sont 4, 16 ou encore 64. La figure (1.6) représente les constellations des modulations de type QAM pour plusieurs nombres d'états.

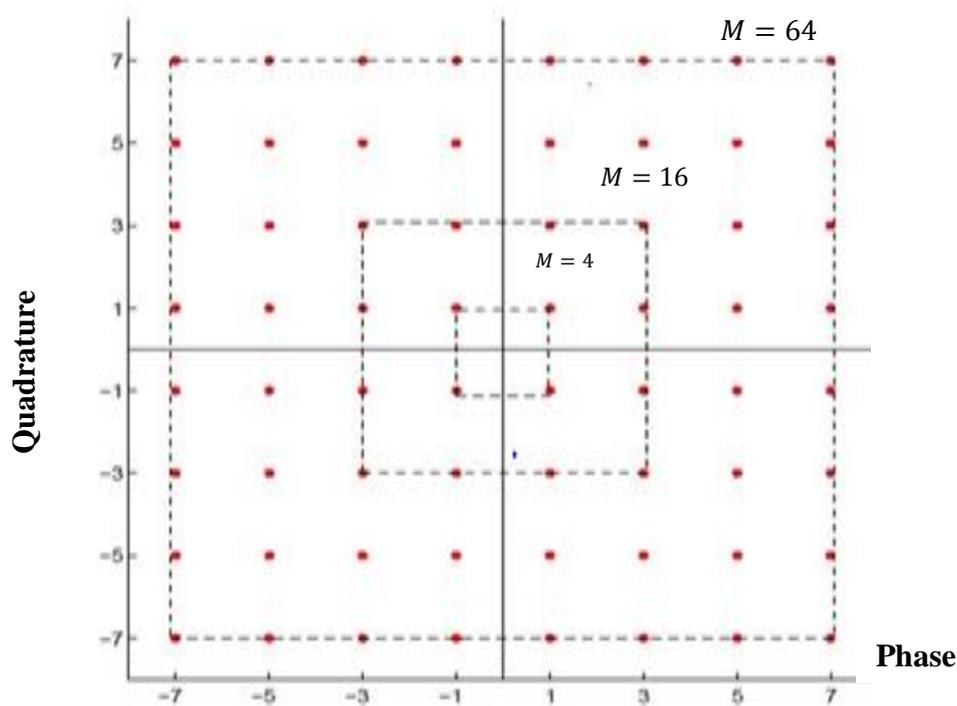


Figure 1.6: Constellations pour modulations M-QAM [6].

L'énergie par symbole d'une modulation M-QAM est donnée par :

$$E_s = \frac{2}{3}(M - 1)A^2 \quad (1.9)$$

L'expression suivante permet d'exprimer la probabilité d'erreur de la M-QAM de la façon suivante :

$$P_{e,M-QAM} = \left[1 - \frac{1}{2} \frac{(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M}} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \log_2(M) E_b}{2(M - 1) N_0}} \right) \right] \quad (1.10)$$

Cette probabilité est tracée pour différentes valeurs usuelles de M et comparé à la modulation QPSK (figure 1.7).

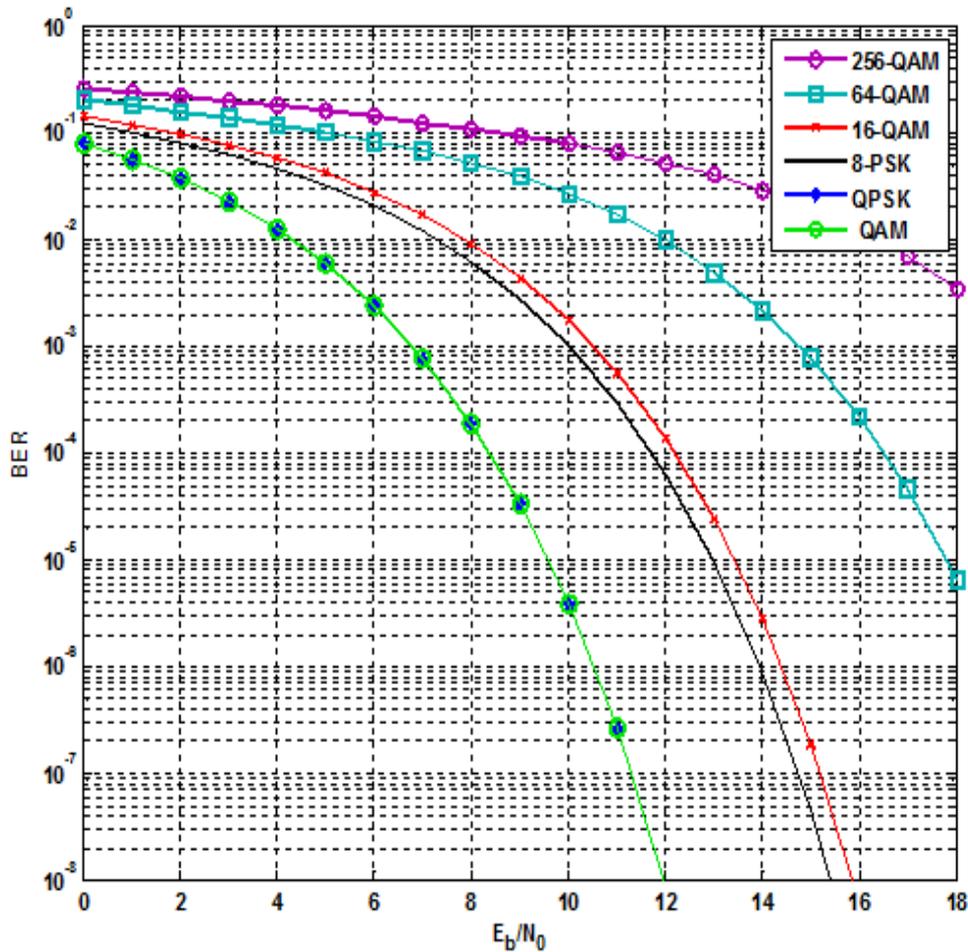


Figure 1.7: Le graphe du BER vs E_b/N_0 pour différentes modulations et constellations.

1.3.1.3 Le lien entre E_b/N_0 et le rapport signal à bruit en puissance

Le rapport signal à bruit s'exprime en puissance dans la plupart des systèmes. Afin de calculer les probabilités d'erreur pour les différentes modulations, il est nécessaire de faire le lien entre le rapport signal à bruit $\frac{E_b}{N_0}$. La puissance du signal utile est : $P = \frac{E_s}{T_s} = \frac{E_b}{T_b}$. La puissance du bruit dans une bande passante B est $N_B = 2B \times (N_0/2) = B \times N_0$ [5].

1.4 La Densité Spectrale de Puissance (DSP) du signal modulé

La Densité Spectrale de Puissance (DSP) du signal modulé $m(t)$ est donnée par la relation de Bennett suivante [7] :

$$\gamma_m(f) = \frac{1}{4} [\gamma_{am}(f - f_0) + \gamma_{am}(-f - f_0)] \quad (1.11)$$

Où :

$\gamma_{am}(f)$: est la densité spectrale de puissance du signal en bande de base.

f : est la fréquence du signal.

f_0 : est la fréquence porteuse.

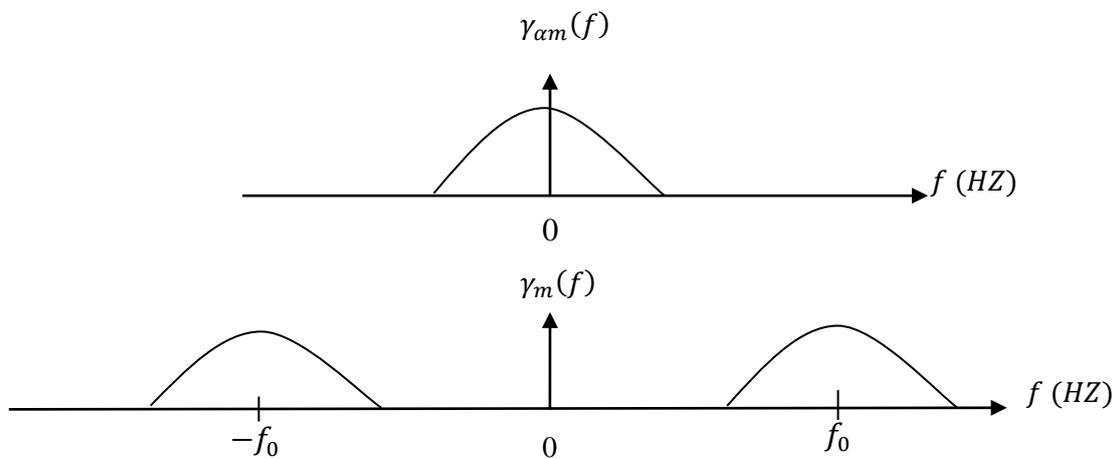


Figure 1.8: Densité spectrale de puissance [7].

1.5 Les modulations multi-porteuses

Les techniques qu'on appelle multi-porteuses s'accompagnent intrinsèquement d'une bonne protection contre les interférences entre symbole (IES), en raison de la durée relativement longue des symboles causée par des transmissions parallèles sur plusieurs sous-porteuses superposées. L'intérêt réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en orthogonalisant les porteuses, ce qui permet d'obtenir un meilleur recouvrement spectral. L'implémentation de la modulation et de la démodulation s'effectue à l'aide de circuits performants basée sur la transformée de Fourier rapide (FFT) [4].

Multi-porteuses

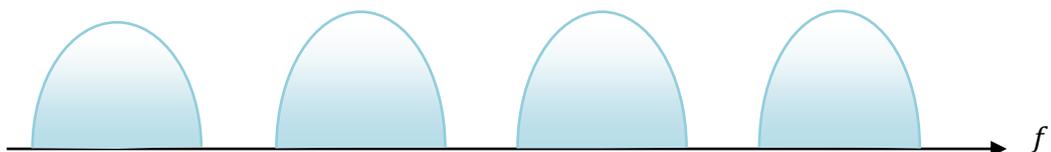


Figure 1.9: Spectre de fréquences de la modulation multi-porteuses [4].

1.5.1 Les systèmes de modulations multi-porteuses

Il existe plusieurs techniques de modulation multi-porteuses qui sont en usage d'être étudiée pour une utilisation future. Certains des systèmes plus connues sont résumées ci-dessous [4] :

- Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM.
- Filter Bank based Multi-Carrier, FBMC.
- Universal Filtered Multi-Carrier, UFMC.
- Generalized Frequency Division Multiplexing, GFDM.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, le contexte de l'étude a été présenté en commençant par le détail d'une chaîne de transmission classique, les types de modulations mono-porteuse qu'on va utiliser dans ce mémoire ont été décrites. Une partie a été consacrée pour définir les techniques multi-porteuses. Dans le prochain chapitre on va étudier deux types de modulations multi-porteuses nommées OFDM et UFMC utilisées dans les systèmes 4 G et 5 G respectivement.

Chapitre 2

Chapitre 2 : Comparaison entre les modulations OFDM et UFMC

2.1 Introduction

En présence de canaux à trajets multiples, les formats de modulations multi-porteuses orthogonales ne sont pas capables de maintenir l'orthogonalité entre les symboles consécutifs. Pour combattre ce problème l'approche traditionnelle de l'OFDM introduit un CP plus long que l'écart temporel du canal. Cela permet la préservation des implémentations traditionnelles de l'émetteur/récepteur par les opérations IFFT et FFT, mais cela introduit une surcharge de temps dans la communication, entraînant une perte d'efficacité spectrale. Pour résoudre ce problème, la méthode utilisée par la modulation UFMC est de garder la durée du symbole inchangée, évitant ainsi l'introduction de toute surcharge et de faire face au chevauchement des symboles adjacents dans le domaine temporel en ajoutant un filtrage supplémentaire à l'émission. Ceci est fait en filtrant la sortie de la IFFT par une version décalée en fréquence d'un filtre passe-bas, appelé filtre "prototype".

2.2 La modulation multi-porteuses de type OFDM

2.2.1 Historique

La modulation multi-porteuses a été introduite à la fin des années 50, sa première utilisation était dans les systèmes de communications hautes fréquences militaires. Quelques années plus tard elle a été améliorée avec l'apparition du concept des signaux orthogonaux à bande limitée, concept que l'on appellera par la suite "Orthogonal Frequency Division Multiplexing" (OFDM) ou multiplexage par division de fréquences orthogonales. La mise en œuvre de l'OFDM à l'époque consistait à utiliser des filtres de Nyquist. Du fait de la complexité à générer des bancs de filtres de sinusoides, l'OFDM n'a pas tout de suite intéressé les industriels civils. 20 ans plus tard le schéma de modulation-démodulation a été simplifié avec l'utilisation de la transformée de Fourier discrète inverse (IFFT) à l'émission et de la (FFT) au niveau de la réception, ce qui rend facile son implémentation numérique [8].

L'OFDM a été adopté dans plusieurs normes sans fil telles que les systèmes de radio-diffusion numérique terrestre (Digital Audio Broadcasting (DAB)), la télédiffusion numérique terrestre (Digital Video Broadcasting-Terrestrial (DVB-T)), la norme IEEE802.11a/g / Wi-Fi et le réseau local (Local Area Network (LAN)) de norme IEEE 802.16a/WiMax, elle est également utilisé dans les systèmes mobiles sans fil MC-HSPA (Multi Carrier-High Speed Packet data Access) de troisième génération, et dans les réseaux mobiles de nouvelle génération (Long Term Evolution (LTE)) et 4G [9].

2.2.2 Les problèmes d'interférences

➤ Les interférences entre symboles (IES)

Dans un environnement à trajets multiples, un symbole transmis prend différents retards pour arriver au récepteur par différents chemins de propagation. Du point de vue du récepteur, le canal présente une dispersion temporelle dans laquelle la durée du symbole reçu est étalée. Prolonger la durée de symbole fait chevaucher le symbole reçu à l'instant t avec les symboles reçus aux autres instants. C'est le phénomène des interférences entre symboles (IES). Dans le but de surpasser ce problème l'OFDM utilise un intervalle garde qui sera détailler dans la suite du chapitre [2].

➤ Les interférences entre porteuses (IEP)

Ce genre d'interférence (IEP) peut apparaître dans les systèmes de transmissions multi-porteuses lors des chevauchements des spectres des différentes sous-porteuses. Ces interférences sont causées principalement par une perte d'orthogonalité entre les différentes sous-porteuses adjacentes.

Afin d'éliminer ces interférences la notion d'orthogonalité qui sera développé au paragraphe (2.2.4) s'avère incontournable. Dans les systèmes OFDM, les spectres des sous-porteuses se recouvrent mais demeurent orthogonaux entre eux, ceci signifie qu'au maximum de chaque spectre de sous-porteuse, tous les spectres des autres sous-porteuses s'annulent [2].

2.2.3 Insertion du préfixe cyclique

Dans la figure (2.1), on observe qu'en présence d'un canal multi-trajet, des versions décalées du symbole n s'additionnent entre elles et avec les symboles $(n - 1)$, créant de l'IES. La récupération du symbole est alors impossible [10].

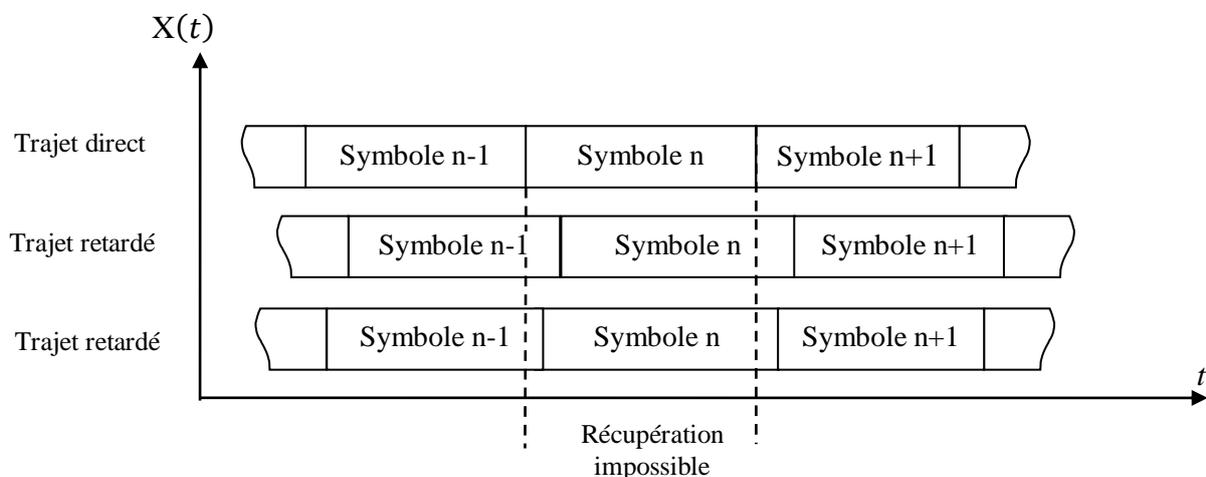


Figure 2.1: Effet du multi-trajet sur le symbole OFDM [10].

Pour absorber ce retard, une astuce consiste à allonger le symbole OFDM avec un Préfixe cyclique (CP) ou intervalle de garde (GI). Sa durée est généralement comprise entre 1/4 et 1/32 de la durée du symbole. Le débit utile est réduit dans les mêmes proportions. La figure (2.2) montre que grâce au préfixe cyclique, il n'y a plus d'interférence entre symboles et la récupération des symboles est alors possible [10].

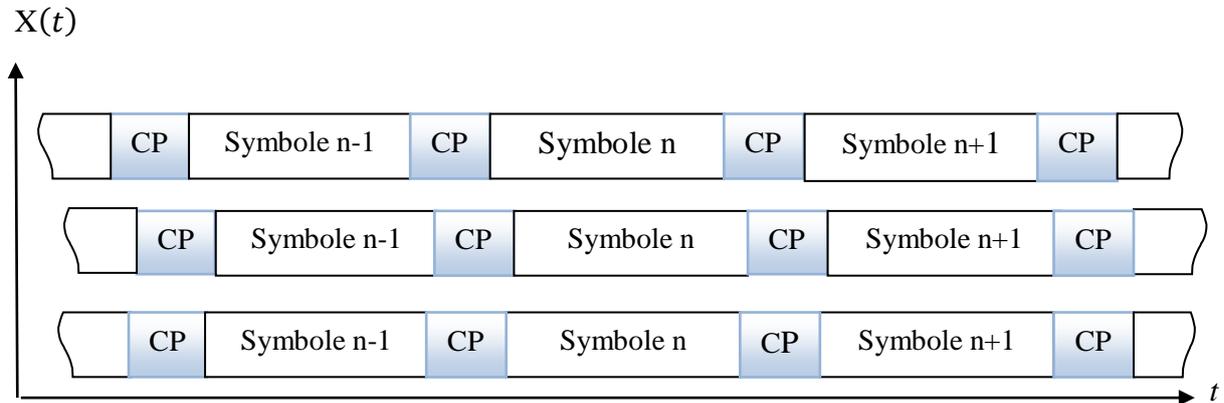


Figure 2.2: Effet de l'intervalle de garde sur le signal OFDM [10].

La question qui se pose est que doit-on mettre dans l'intervalle de garde pour pouvoir décoder correctement le symbole n ?

La réponse est qu'il faut restaurer l'orthogonalité des sous-porteuses qui a été perdue. Pour cela, on va copier la fin du symbole au début comme le montre le schéma suivant :

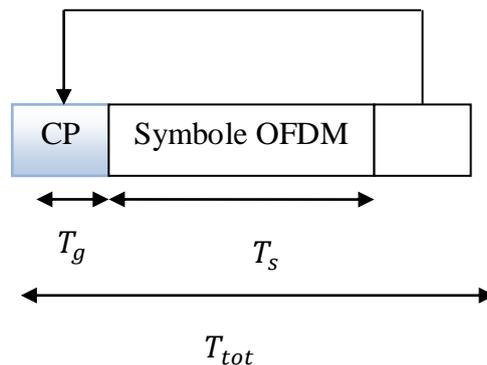


Figure 2.3: Insertion du préfixe cyclique [10].

Raisonnons sur des porteuses réelles. Chaque sous-porteuse OFDM correspond à un nombre entier de périodes sur le symbole OFDM (de 0 à $N - 1$). En copiant la fin du symbole dans l'intervalle de garde, on prolonge le signal sans créer de discontinuité. On appelle cette donnée le préfixe cyclique (Figure 2.4).

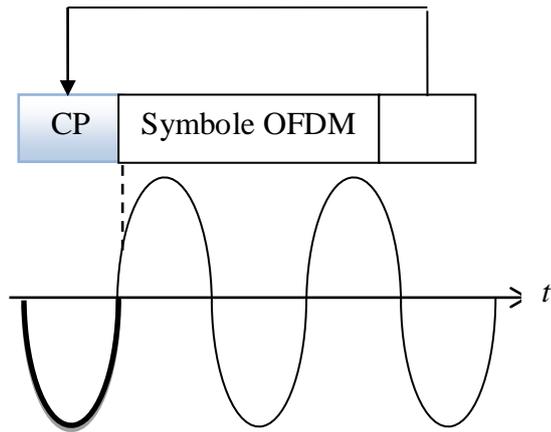


Figure 2.4.: Restauration des porteuses [10].

Le temps de garde peut être un intervalle de garde "blanc" pendant lequel on émit rien cette méthode s'appelle ZP (zéros padding), est plus généralement une copie de la fin de la trame OFDM [11]

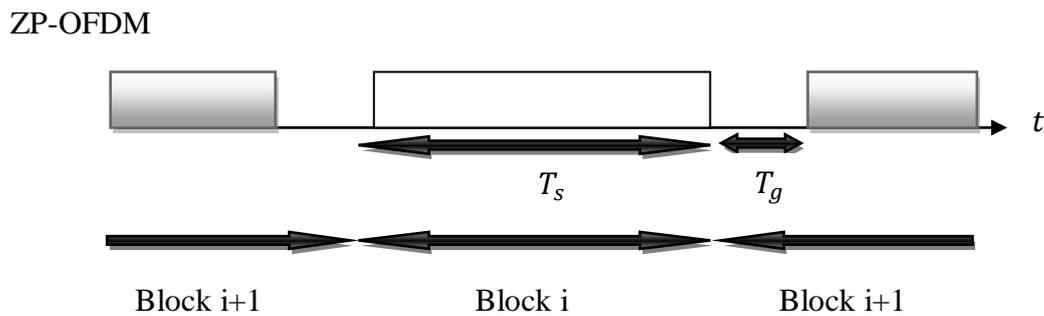


Figure 2.5: Insertion du zéros padding [11].

2.2.4 Notion d'orthogonalité

2.2.4.1 Description mathématique

La notion d'orthogonalité sur un intervalle $[a \ b]$ peut être facilement traduite si deux fonctions $f(t)$ et $g(t)$ respectent la condition donnée par la formule (2.1) qui traduit le produit scalaire, formant ainsi une base de l'espace fonctionnel [12].

Alors, les sous-porteuses doivent vérifier la condition d'orthogonalité suivante :

$$\int_a^b f(t) \cdot g(t) dt = 0 \quad (2.1)$$

Cette condition implique que les deux fonctions considérées sont linéairement indépendantes, c'est-à-dire qu'elles sont disjointes sur l'intervalle $[a \ b]$ et n'interfèrent pas entre elles. Une base fonctionnelle à N dimension sur un intervalle $[a \ b]$ est construite de manière identique

en considérant autant de fonctions ($g(t), h(t) \dots \dots \dots$) nécessaires. Celles-ci forment alors une base à N dimensions [12].

Afin de pouvoir séparer les sous porteuses à la réception, les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans le domaine temporel et fréquentiel.

a. Orthogonalité temporelle

On considère des fenêtres rectangulaires espacées avec un intervalle de garde Δ sur un intervalle de temps t entre a et b . Ces fonctions (fenêtres rectangulaires) sont linéairement indépendantes. La figure ci-dessous illustre un exemple de telles fonctions [13].

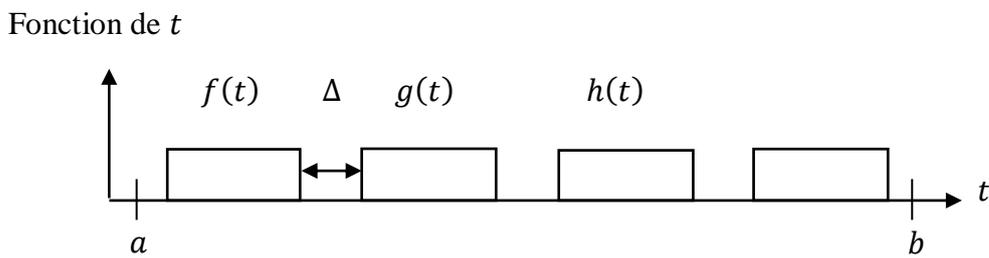


Figure 2.6: Base orthogonale en temps [13].

Il est évident que :

$$\int_a^b f(t).g(t)dt = 0$$

et que :

$$\int_a^b g(t).h(t)dt = 0, \quad \text{etc ...},$$

Donc, ces fonctions forment une base orthogonale à N dimension (autant que de fonctions sur le segment temporel $[a b]$ dans un espace fonctionnel à N dimensions, paramétré en temps sur un support $[a b]$).

b. Orthogonalité fréquentielle

La transformée de Fourier ($TF\{\cdot\}$) de la fonction porte $\Pi_{T_s}(t)$ d'amplitude A et de largeur T_s est un sinus cardinal exprimé par l'équation (2.2).

$$TF\{\Pi_{T_s}(t)\} = A \frac{\sin(\pi f T_s)}{\pi f} = AT \text{Sinc}(f T_s) \quad (2.2)$$

Il est donc possible d'associer à une base orthogonale temporelle de fonctions porte $\Pi_{T_s}(t)$, une base orthogonale fréquentielle de sinus cardinaux par la transformée de Fourier de chaque porte. La figure (2.7) représente un exemple de base orthogonale en fréquence dérivée de la base orthogonale en temps décrite au point précédent dans la figure (2.6).

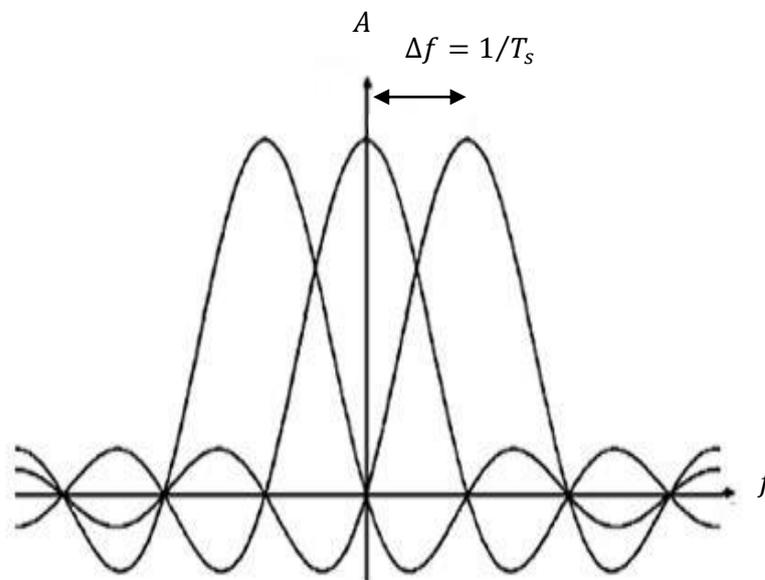


Figure 2. 7: Spectres des différentes porteuses [13].

Comme c'est indiqué sur la figure (2.7), quand n'importe quelle sous-porteuse particulière atteint l'amplitude maximale, les sous-porteuses restantes sont à zéros. Chaque porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée T_s . On constate que l'OFDM peut être vue comme une combinaison à coefficients complexes de signaux orthogonaux, représentant les translatés temps/fréquence d'une onde rectangulaire. La transformée de Fourier d'un signal rectangulaire étant un sinus cardinal espacé de $\Delta f = 1/T_s$, on note que les sous porteuses se recouvrent spectralement tout en restant orthogonales entre elles. On déduit que l'OFDM réduit l'encombrement spectral et permet d'augmenter sensiblement le nombre de porteuses.

La figure (2.8) montre que, la bande en fréquence est occupée de façon optimale. Puisque le spectre est presque plat dans cette bande. La bande occupée est à peu près $B = N/T_s$ (En excluant les lobes secondaires de part et d'autre du spectre principal) [14].

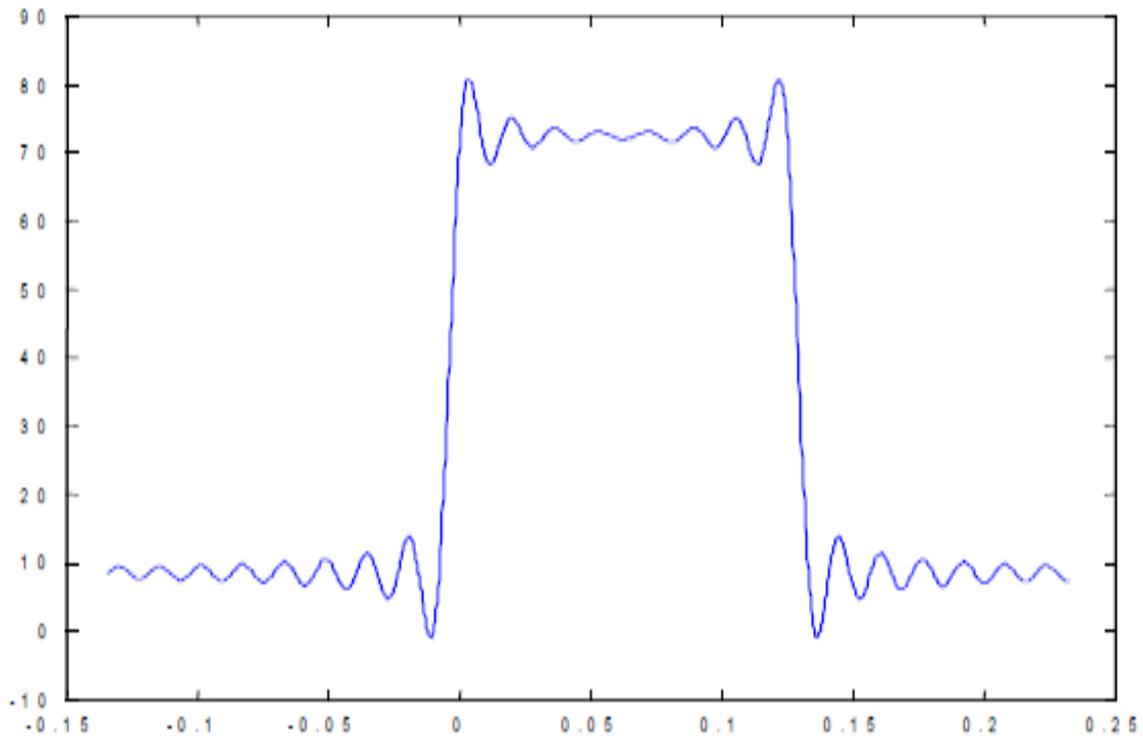


Figure 2. 8: Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses [14].

2.2.5 La chaîne de transmission OFDM

Le synoptique de la figure (2.9) illustre les différents modules qui composent la chaîne de transmission OFDM. Le modulateur numérique (M -QAM) transforme les données binaires b_i de durée T_b en symboles complexes C_k de durée $T_s = \log_2 MT_b$, le convertisseur série parallèle divise les données à son entrée en des flux de données parallèles à un débit réduit. La transformée de Fourier discrète inverse (IFFT), permet de générer le signal dans le domaine temporel constitué de N_{sc} échantillons. En général, toutes les sous-porteuses sont modulées en utilisant les symboles de données, mais certaines sous-porteuses sont des porteuses pilotes. Les pilotes (Estimation Pilots (EP)) sont connus au niveau des émetteurs et des récepteurs et sont utilisés pour l'estimation du canal. Le nombre de pilotes insérés entre les données dépend du canal et de la précision requise pour son estimation. Les symboles pilotes peuvent être répartis sur plusieurs symboles OFDM consécutifs. Le préfixe cyclique (CP) de longueur T_g est ajouté pour éliminer les interférences entre symboles tout en gardant l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Enfin le symbole OFDM est transmis à l'étage radio-fréquence comportant la conversion numérique/analogique et la translation sous la fréquence porteuse [9].

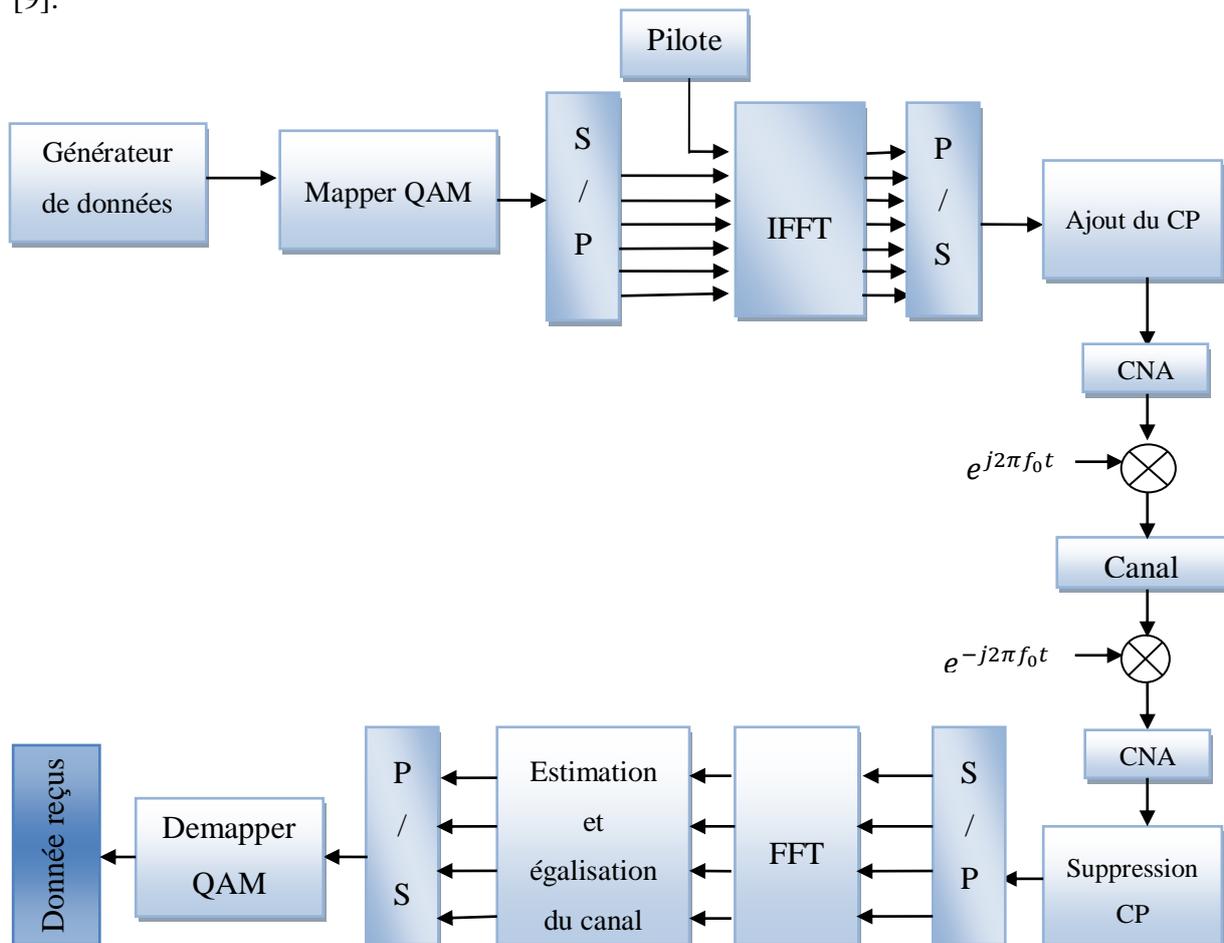


Figure 2.9: Chaîne de transmission OFDM [9].

A la réception, les opérations inverses sont réalisées, en commençant par la suppression du préfixe cyclique la décomposition spectrale des échantillons reçus calculée en utilisant l'algorithme FFT et enfin la démodulation pour retrouver les données binaires transmises.

2.2.6 Principe et fonctionnement de l'OFDM

Le principe de l'OFDM est de transmettre les informations sur plusieurs porteuses orthogonales entre elles, ainsi le spectre du signal présente une occupation optimale de la bande allouée. Comme le montre la Figure (2.10), l'OFDM découpe le canal en cellule selon les axes du temps et des fréquences. Une porteuse est attribuée à chaque cellule temps/fréquence. L'information à transmettre est répartie sur l'ensemble de ces porteuses, modulée chacune à faible débit par une modulation du type PSK ou QAM.

Un symbole OFDM comprend l'ensemble des informations contenues dans l'ensemble des porteuses à un instant t [15].

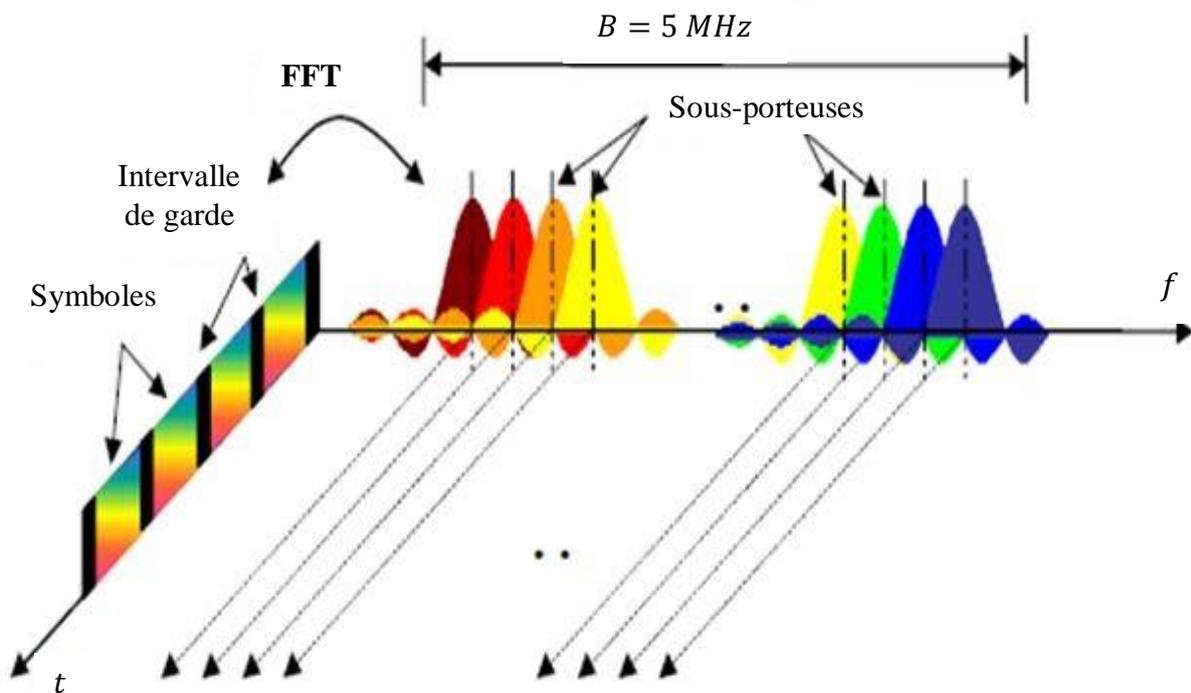


Figure 2.10: Représentation fréquentielle et temporelle d'un signal OFDM [15].

2.2.7 Principe de la modulation OFDM

Pour répartir les données à transmettre sur les N porteuses, on groupe les symboles par paquets de N [14].

Considérons une séquence de N symboles c_0, c_1, \dots, c_{N-1} .

Appelons T_s la durée du symbole OFDM, c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences de N données. Chaque donnée c_k module un signal à la fréquence f_k .

Le signal individuel s'écrit sous forme complexe : $c_k e^{2j\pi f_k t}$

Le signal $m(t)$ total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels : $m(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t}$.

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

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad \text{et} \quad m(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \quad (2.3)$$

Le schéma de principe de la modulation OFDM est illustré par la figure (2.11) :

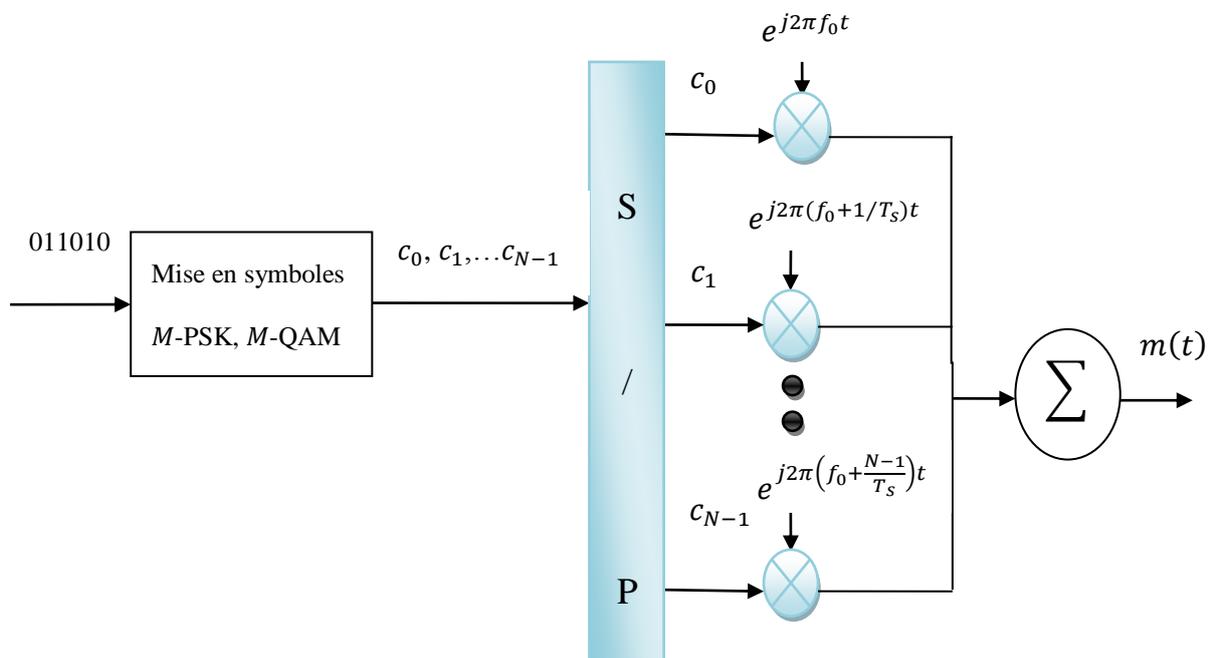


Figure 2.11: Schéma de modulation OFDM [6].

Plus précisément les données numériques c_k sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation de modulation d'amplitude en quadrature QAM ou PSK à plusieurs états (4, 16, 64, de façon générale à $M = 2^n$ symboles M -aires). Ainsi un symbole M -aire véhicule l'équivalent de $n = \log_2 M$ bits.

2.2.8 Principe de la démodulation OFDM

Le signal parvenu au récepteur s'écrit sur une durée de symbole T_s :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (2.4)$$

$H_k(t)$: est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k à l'instant t . Cette fonction varie lentement, on peut la supposer constante sur la période T_s ($T_s \ll 1/B_d$).

La démodulation consisterait à démoduler le signal suivant les N sous porteuses, la figure (2.12) présente le principe de la démodulation OFDM [14].

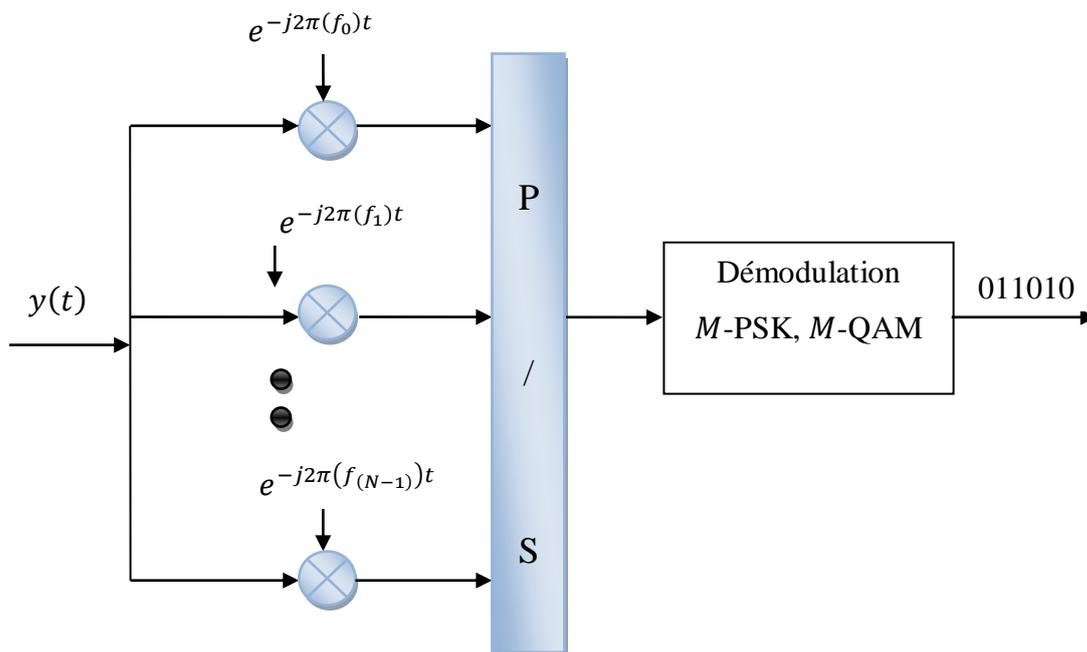


Figure 2.12: Schéma de la démodulation OFDM [6].

2.2.9 Implémentation numérique

Dans les communications à haut débit, les débits sont limités par des contraintes physiques, le bruit dû aux imperfections des systèmes et la nature physique des composants affectent la transmission du signal émis [3]. On réduit dans ce cas les erreurs de transmission en numérisant les informations. De plus l'implémentation numérique offre aussi l'opportunité d'ajouter des codes correcteurs d'erreurs afin de protéger le signal des perturbations engendrées par le canal de transmission [15].

2.2.9.1 Implémentation numérique du modulateur

Si on pose que le signal modulé en bande de base $m(t)$ échantillonné par une période T_s/N . Appelons T_s la durée symbole OFDM, c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences de N données. Les échantillons S_n s'écrivent sous la forme [15]:

$$S_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (2.5)$$

L'équation (2.5) représente la Transformée de Fourier Inverse des symboles c_k déduits de la constellation de la modulation PSK ou QAM. Pour réaliser la modulation OFDM il suffit d'appliquer l'algorithme de la FFT (Fast Fourier Transform) sur ces symboles c_k .

Le schéma de principe du modulateur OFDM en utilisant l'algorithme de la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) est présenté dans la figure (2.13).

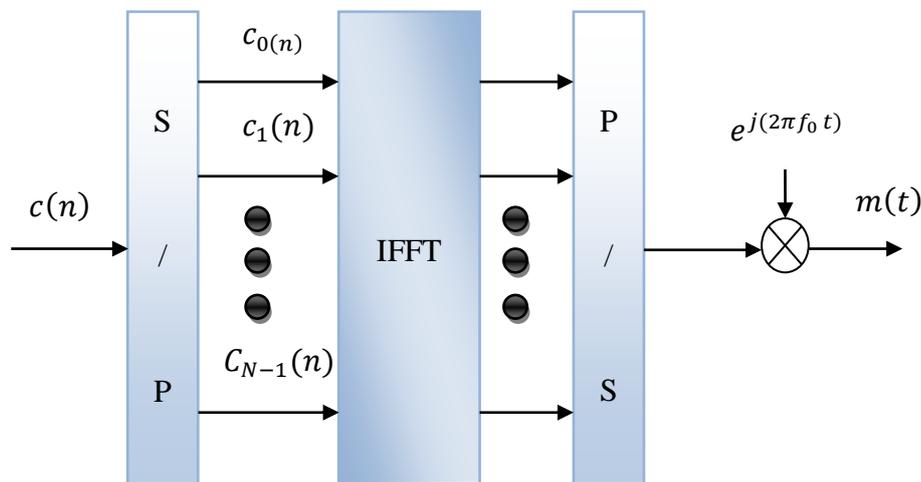


Figure 2.13: Modulateurs OFDM numérique [3].

2.2.9.2 Implémentation numérique du démodulateur

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme :

$$z(t_n) = z(nT_s/N) = z_n = (-1)^n \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (2.6)$$

Où $z(t_n)$ est la Transformée de Fourier discrète inverse de $c_k H_k$. La démodulation consiste à effectuer une Transformée de Fourier rapide de $z = [z_0, \dots, z_{N-1}]$. Le nombre de porteuses est choisi tel que $N = 2^n$, on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT. La Figure (2.14) présente le schéma de principe du démodulateur OFDM [13].

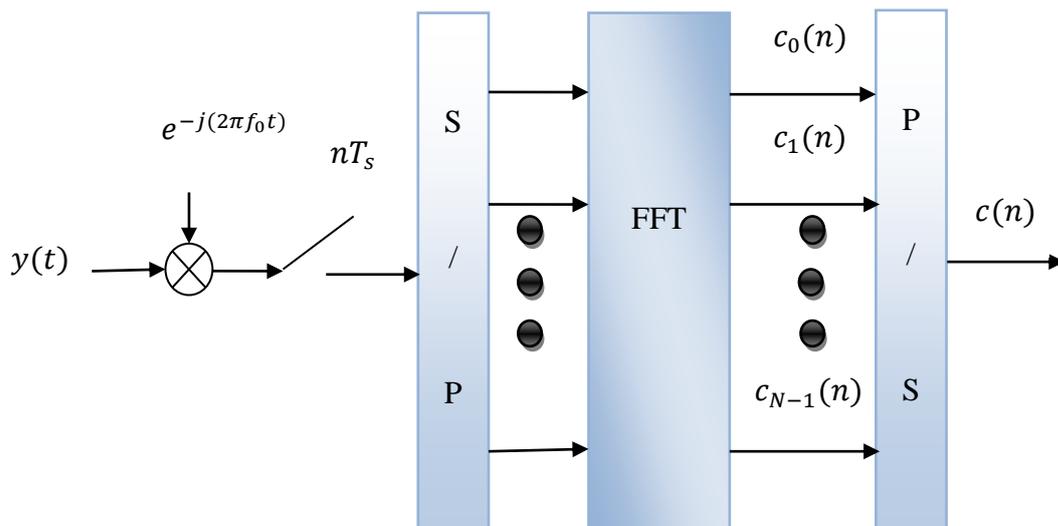


Figure 2.14: Démodulateurs OFDM numérique [3].

2.2.10 Les avantages et les inconvénients de l'OFDM

➤ Les Avantages

- La technique OFDM est robuste au bruit impulsif puisque chaque sous-porteuse est affectée par un bruit indépendant des autres porteuses, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles. Contrairement aux modulations mono-porteuse, où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis.
- Les interférences entre symboles (IES) et entre porteuses (IEP) peuvent être évitées à l'émission et corrigées en réception.
- En choisissant une durée de l'intervalle de garde appropriée, l'OFDM permet de supprimer très simplement l'influence des multi-trajets qui est un des problèmes majeurs des systèmes mono-porteuse lorsque le débit de transmission augmente.
- La simplicité de mise en œuvre par les algorithmes IFFT/FFT a fait de la technologie une alternative prometteuse dans le domaine de la radio-diffusion et des communications numériques.
- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles permet d'éviter le chevauchement entre canaux et de garder une orthogonalité parfaite.

➤ Les inconvénients

- Flexibilité : les préfixes cycliques réduisent l'efficacité spectrale.
- Évolutive : la localisation spectrale est trop mauvaise.
- Robuste et fiable : l'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence (Frequency offset) et de synchronisation. Dans le premier cas, la fréquence offset engendre des interférences entre porteuses qui peuvent détruire l'orthogonalité entre les porteuses. Dans le second cas les erreurs de synchronisation introduisent un déphasage sur les symboles reçus.
- Fluctuation d'enveloppe : Le signal OFDM présente une forte fluctuation d'enveloppe est donc un PAPR (Peak-to- Average Power Ratio) élevé. Exigeant une grande linéarité de la chaîne de transmission, en particulier au niveau de l'amplificateur de puissance, qui va présenter un rendement médiocre qui est incompatible avec une consommation optimisée pour une application mobile.
- Rapide : Très difficile à supporter des symboles courts avec le retard du canal.

2.3 La modulation multi-porteuses de type UFMC

Universal Filtered Multi-Carrier(UFMC) est un format de modulation multi-porteuses vu comme une modification de la forme d'onde 4G bien connue CP-OFDM. Au lieu d'appliquer un CP, il applique un filtrage par groupe de sous porteuses. En décrivant K le nombre total de sous-porteuses, supposons que ces sous-porteuses K sont divisées en B groupes distincts; bien que les groupes soient autorisés à être composés de nombres différents de sous-porteuses, en raison de simplicité, on propose ici que chaque groupe est composé de N sous-porteuses, de sorte que $K = N B$ [16].

2.3.1 L'émetteur UFMC

La figure (2.15) montre que l'UFMC divise la bande complète des N sous-porteuses en sous-bandes dont chacune a un nombre fixe de sous-porteuses. Une IFFT de N points est calculée au niveau de chaque sous-bande, par la suite la fonctionnalité de filtrage permet de réduire la longueur du filtre. Enfin les réponses des différents filtres sont additionnées.

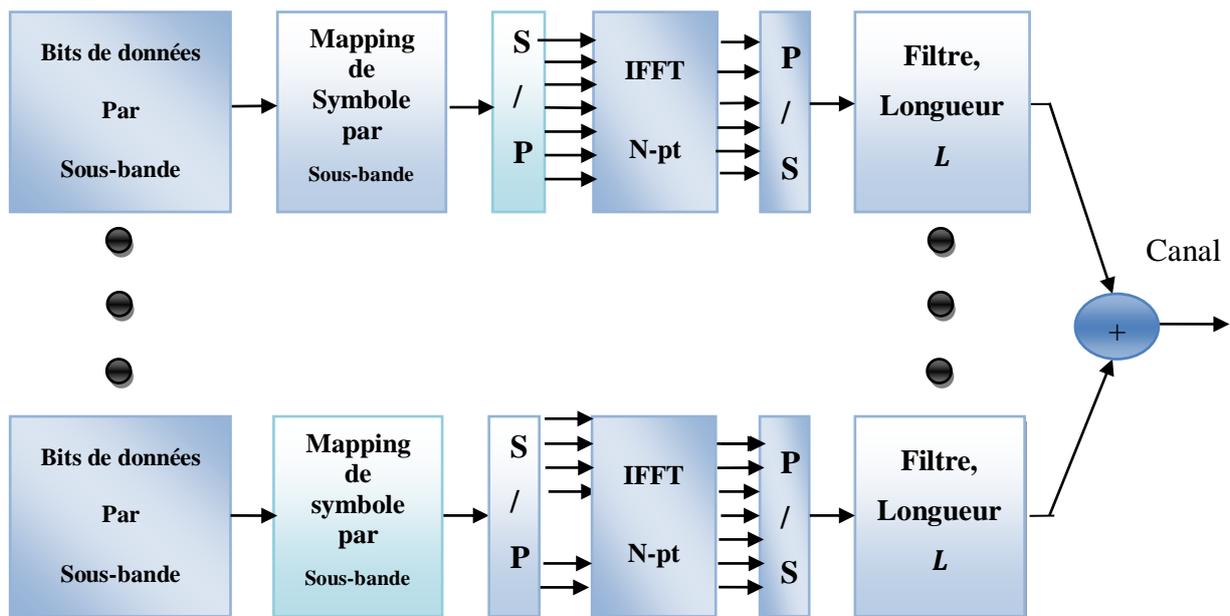


Figure 2.15: Emetteur UFMC.

2.3.2 Le récepteur UFMC

Le figure (2.16) illustre le traitement de la modulation UFMC à la réception, basé sur la transformé de Fourier. Le filtrage par sous-bande étend la fenêtre de temps de réception à la prochaine valeur de puissance de deux pour l'opération FFT. Chaque valeur de fréquence alternative correspond à un lobe principal de sous-porteuse. Dans des scénarios typiques, l'égalisation par sous-porteuse est utilisée pour égaliser l'effet conjoint du canal.

Dans cet exemple, seul le filtre de sous-bande est égalisé car aucun effet de canal n'est modélisé. Du bruit est ajouté au signal reçu pour obtenir le rapport signal / bruit désiré.

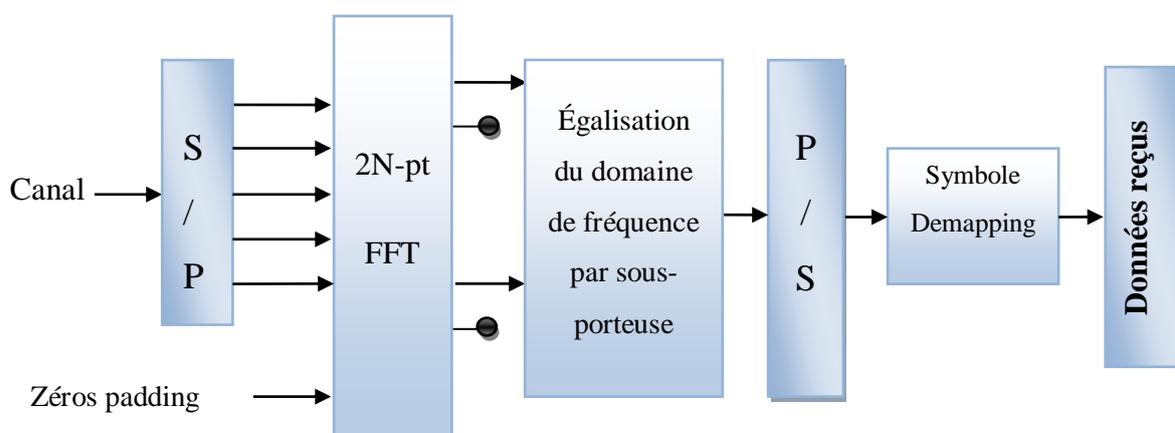


Figure 2.16: Récepteur UFMC.

2.4 Les filtres prototypes

Les filtres prototypes sont des conceptions de filtres électroniques utilisés comme un modèle de conception de filtre modifiée à une application particulière. Ils constituent un exemple de conception non dimensionnée à partir de laquelle le filtre souhaité peut être transformé.

Le choix du filtre prototype est particulièrement important. Il fournit en effet des possibilités d'adaptation par rapport à l'OFDM : Les filtres prototypes peuvent ainsi être construits afin de satisfaire certains objectifs, tels que la location en temps et fréquence, la régularité, etc.

Il est néanmoins nécessaire que le filtre prototype vérifie une contrainte d'orthogonalité, ce filtrage supplémentaire, associé à l'opération IFFT, forme une structure de bancs de filtres, dans laquelle le filtre prototype est conçu pour la suppression des interférences entre symboles.

2.5 Les bancs des filtres

Le banc de filtre est un tableau de M filtres, il est supposé regrouper les M signaux d'entrée sur M lignes distinctes à l'arrivée.

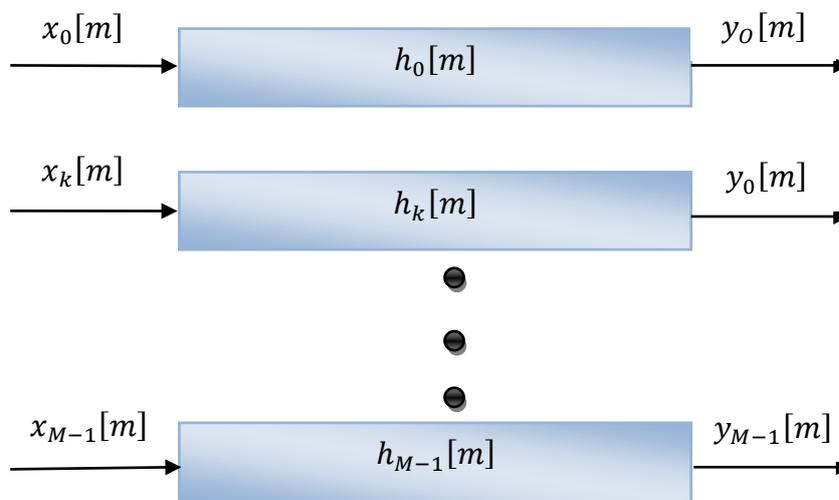


Figure 2.17: Un exemple d'un banc de filtre [11].

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

Le vrai pouvoir des bancs de filtre est mis à profit quand ils sont utilisés par paires, en les combinant comme un système de sous-bande figure (2.18- (a)) ou Trans-multiplexeurs figure (2.18-(b)), comme indiqué à la figure (2.18) on suppose que les conversions des taux N sont les mêmes dans toutes les sous- bandes. D'autre part, la configuration du système Trans-multiplexeur est appliquée dans les communications multi-porteuses [11].

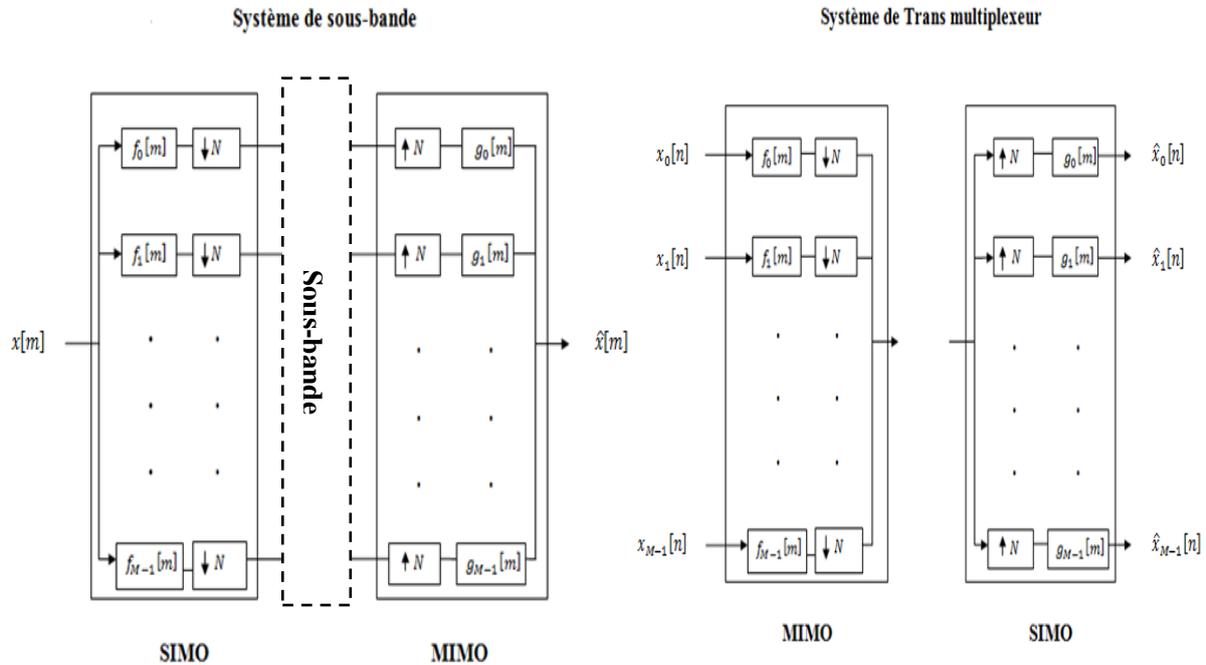


Figure 2.18: Système de sous-bande et les configurations de Trans-multiplexeur [11].

Différents filtres par sous-bande peuvent être appliqués. Cependant, dans notre étude, un filtre « Dolph-Tchebychev » à réponse impulsionnelle finie (FIR) est utilisé pour le filtrage de chaque sous-bande.

2.6 Le filtre FIR Dolph-Tchebyshev

Les filtres numériques (FIR) restreignent la réponse impulsionnelle infinie d'un filtre idéal, pour le calcul de ces filtres une séquence de poids de longueur finie est utilisée, cette tâche permet de trouver des fonctions limitées dans le temps, la transformée de Fourier qui se rapproche de la fonction est limitée en fréquence, c'est-à-dire qu'ils ont une part d'énergie minimale en dehors de la gamme de fréquences spécifiée.

Une méthode de formation des caractéristiques du filtre numérique en limitant la réponse impulsionnelle du filtre idéal à l'aide d'une fenêtre de pondération est appelée « méthode de pondération ».

Cette méthode minimise le rayonnement hors bande du signal UFMC et augmente sa résistance aux erreurs de synchronisation et aux distorsions du canal multi-trajets.

En tant que filtres pour l'UFMC, on propose d'utiliser des filtres obtenus par la fenêtre de pondération « Dolph-Chebyshev » avec la fonction de poids L qui est approximativement égale à la longueur du préfixe cyclique L_{cp} . La figure (2.19) montre les caractéristiques d'un tel filtre. Les signaux provenant des sorties des filtres de sous-bande sont additionnés [17].

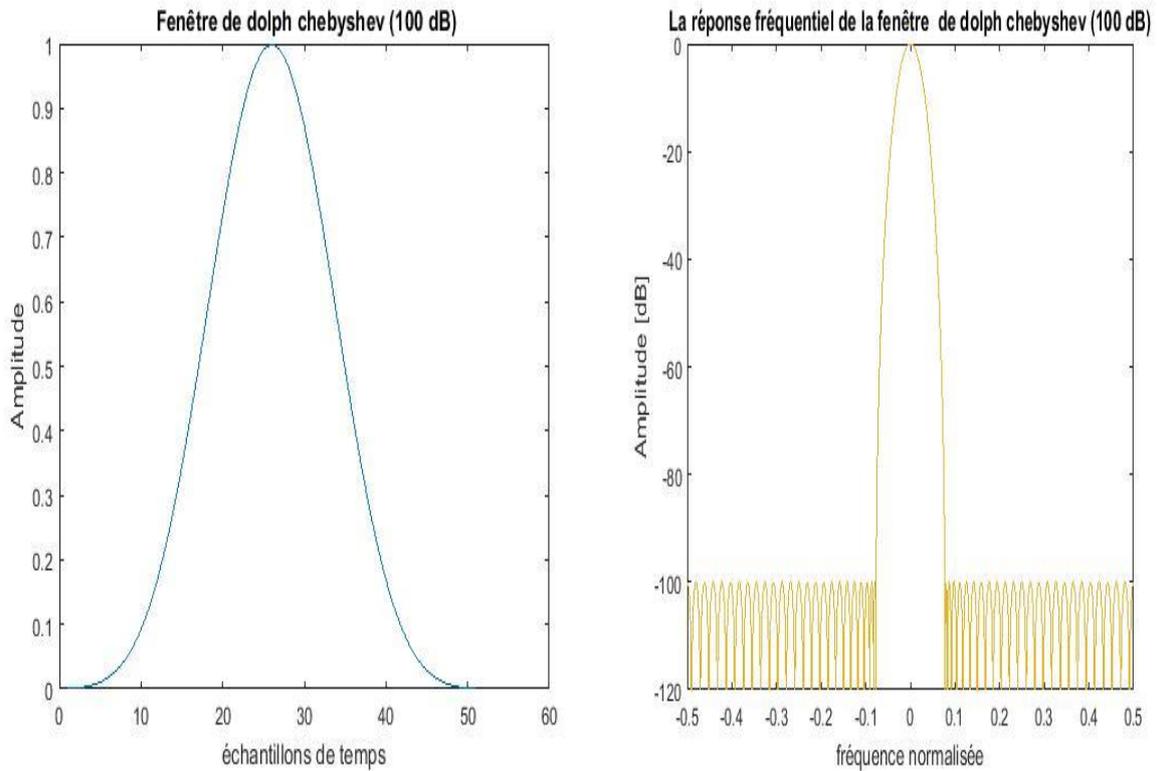


Figure 2. 19: Les caractéristiques d'impulsion et de fréquence du filtre numérique.

La conception du filtre « Dolph-Chebyshev » indique une protection contre le décalage de synchronisation, car une énergie relativement faible. Ainsi, le choix idéal des paramètres peut contribuer à l'atténuation de l'IES.

2.7 Le principe de l'UFMC

L'UFMC divise le bloc $s_k (k \in 1 \dots N)$ de symboles QAM en B sous-blocs, chaque bloc est constitué de n_i symboles QAM, ces symboles sont regroupés en $s_{ik} (i \in 1 \dots B)$ et transmis à aux blocs IFFT. La gamme de fréquences est formée de B sous-bandes consécutives, et les N sous-porteuses d'informations sont transmises dans chaque sous-bande (figure 2.20).

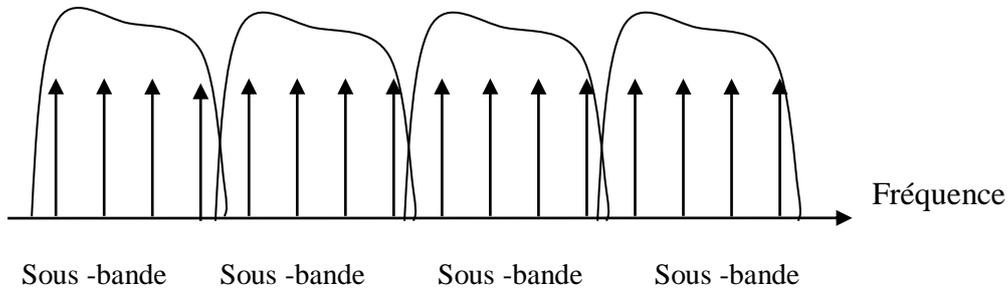


Figure 2. 20: Formation du signal UFMC dans le domaine fréquentiel [17].

Les signaux de sortie des blocs IFFT sont fournis séparément aux filtres « Dolph-Tchebyshev ». Les caractéristiques fréquentielles du filtre sont décalées en fréquence en fonction des sous-porteuses d'informations de la sous-bande correspondante.

Le signal émis x_k dans le domaine temporel est la somme des signaux de toutes les sous-bandes, et peut être représenté en utilisant l'expression suivante:

$$\underbrace{x_k}_{[(N+L-1) \times 1]} = \sum_{i=1}^B \underbrace{F_{i,k}}_{[(N+L-1) \times N]} \cdot \underbrace{V_{i,k}}_{[N \times n_i]} \cdot \underbrace{s_{i,k}}_{[n_i \times 1]} \quad (2.7)$$

Où :

- $F_{i,k}$: est une matrice de Toeplitz de dimension $((N + L - 1) \times N)$ composée de la réponse impulsionnelle du filtre, effectuant la convolution linéaire entre les signaux $X_{i,k}$ et $F_{i,k}$.
- $V_{i,k}$: inclut les colonnes pertinentes de la matrice de Fourier inverse en fonction de la position de la sous-bande respective, dans la gamme de fréquences globale disponible.
- $s_{i,k}$: est un vecteur de symboles QAM de la $i^{\text{ème}}$ sous-bande.

Après superposition, le signal x_k est converti et traité dans le domaine radio-fréquence et transmis au canal de communication, la fréquence du signal radio reçu est transmise vers le récepteur et traitée dans le domaine temporel.

Le vecteur y du signal UFMC reçu est représenté comme un produit entre le signal transmis x_k et la matrice H caractérisant la réponse impulsionnelle du canal dans le domaine temporel, incluant le bruit additif $w(t)$.

$$y = H \cdot x_k + w(t) \quad (2.8)$$

Ensuite, le signal UFMC est transformé en bande de base et transmis à l'unité de transformée de Fourier discrète directe (FFT) de $2N$ points, enfin transféré vers le domaine fréquentiel. Les échantillons disparus à l'entrée du bloc FFT sont complétés par des zéros.

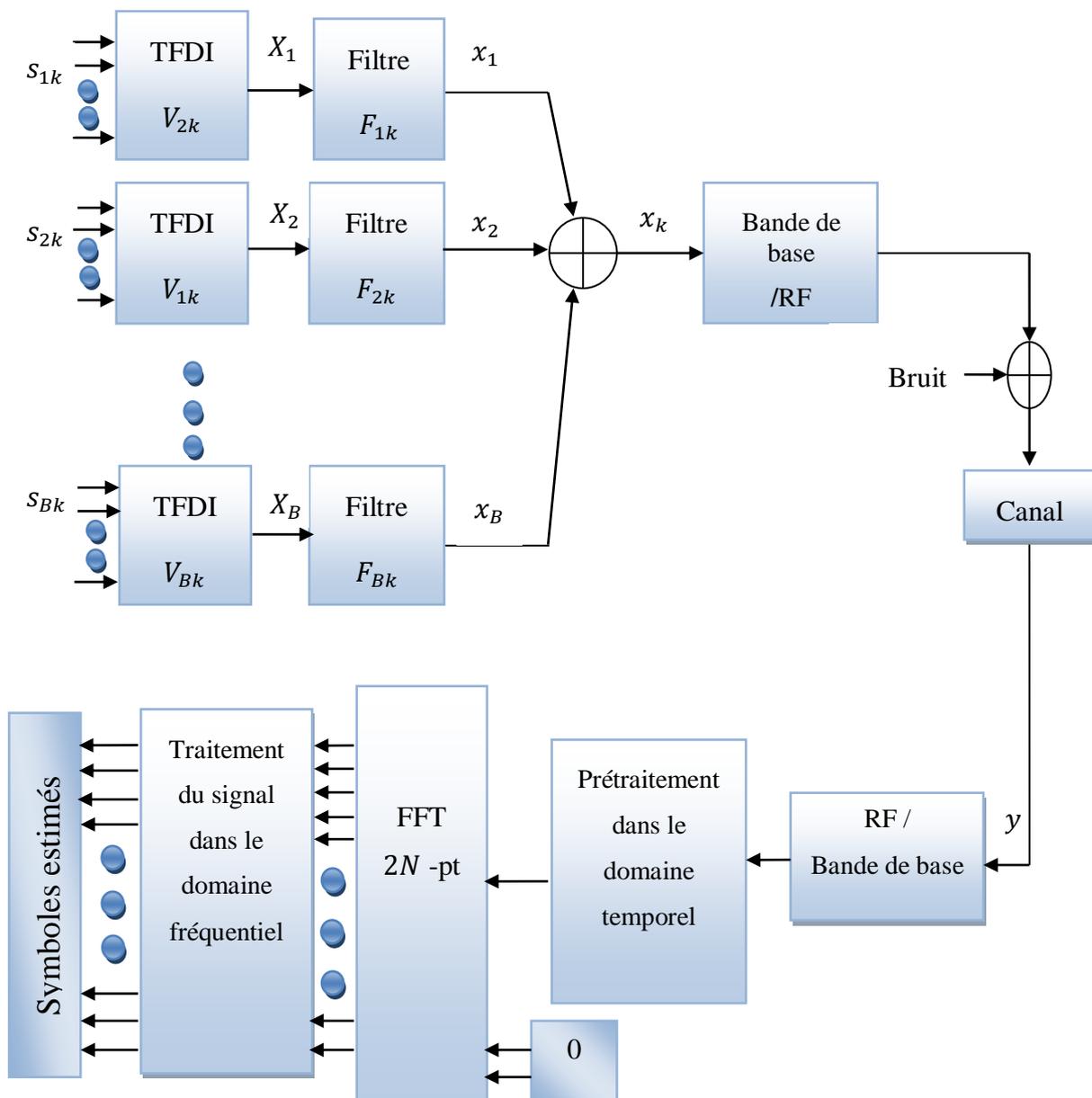


Figure2.21: Système modèle d'UFMC [17].

2.8 La comparaison entre l'OFDM et l'UFMC

- L'UFMC peut être considéré comme une généralisation de la modulation OFDM.
- L'UFMC peut utiliser des égaliseurs dans le domaine fréquentiel par sous-porteuse qui égalisent l'impact conjoint du canal radio et du filtre de sous-bande respectif. Cela conduit à un ordre de complexité similaire à celui de l'OFDM avant la conversion en domaine fréquentiel.
- L'UFMC n'utilise pas de CP, mais possède une protection contre l'IES, en raison de la montée en puissance et de la décélération du filtre au début et à la fin d'un symbole.
- L'UFMC utilise un filtrage par sous-bandes. L'utilisateur 1 utilise une taille N_1 de FFT et une longueur de filtre L_1 , l'utilisateur 2 utilise N_2 et L_2 , les durées des symboles de l'UFMC peuvent être conçues de manière identique, selon la relation :
$$N_1 + L_1 - 1 = N_2 + L_2 - 1.$$
- Afin d'avoir une comparaison équitable entre l'UFMC et l'OFDM, la longueur de CP-OFDM est choisie pour être : $L_{CP} = L - 1$, L est la longueur du filtre.

2.9 Conclusion

Au cours de ce chapitre on a présenté quelques généralités sur les deux techniques de modulation nommées OFDM et UFMC respectivement :

- ✓ L'UFMC n'est rien qu'une OFDM filtrée.
- ✓ L'UFMC présente des caractéristiques avantageuses par rapport à l'OFDM ce qui rend cette modulation un concurrent prometteur.
- ✓ En raison du préfixe cyclique l'OFDM est plutôt inefficace.
- ✓ L'UFMC permet de recueillir les avantages de l'OFDM tout en évitant les inconvénients.
- ✓ L'UFMC est un schéma de modulation hautement adaptatif, qui peut être facilement adapté à de nombreux aspects de communication tel que les caractéristiques de propagation du canal radio et les besoins d'utilisateur.
- ✓ Le traitement du signal de l'UFMC est similaire à celui de l'OFDM y compris l'évaluation et la compensation de la distorsion du canal, de la démodulation, du décodage, etc.

Chapitre 3

Chapitre 3 : Simulation et résultats

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, on décrit les différents organigrammes ainsi que leurs explications utilisées par les programmes Matlab de cette étude. Le premier organigramme décrit le développement d'un signal OFDM, le deuxième concerne la simulation de l'OFDM à l'émission, le troisième est dédié à la réception et la démodulation du signal OFDM, le quatrième concerne la densité spectrale de puissance de l'OFDM, finalement le cinquième organigramme est consacré à la densité spectrale de puissance de l'UFMC et sa constellation.

3.2 La simulation de l'OFDM à l'émission

La partie émission de la chaîne de transmission OFDM illustrée à la figure (2.9) est traduite par l'organigramme représenté sur la figure suivante :

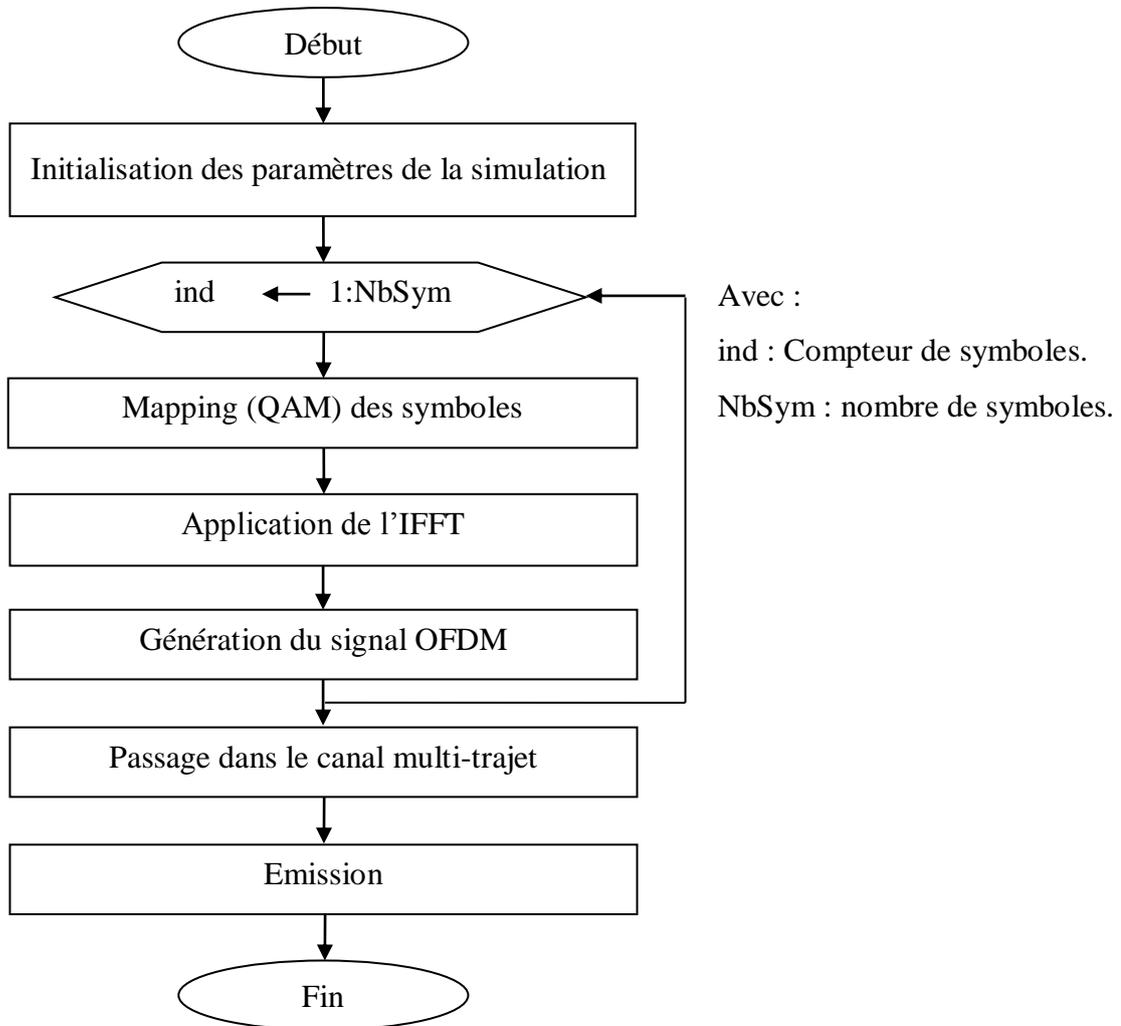


Figure 3.1: Organigramme d'émission OFDM.

Les paramètres de la simulation sont donnés dans le tableau (3.1) :

Paramètres	spécifications
Nombre de sous-porteuses	256
Taille de l'FFT/IFFT	256
Modulation numérique	16-QAM
Type d'intervalle de garde	Extension cyclique
Intervalle de garde	$N/8 = 32$
La période d'échantillonnage	$T_s = 100 \text{ ns}$
Le retard max	$\tau_{max} = 70 \text{ ns}$
Nombre de trajets	5

Tableau 3.1: Paramètres utilisés dans la modulation OFDM.

3.2.1 Le mapping (QAM) des symboles

L'organigramme suivant décrit les différentes étapes permettant au programme Matlab de tracer et visualiser la constellation en émission.

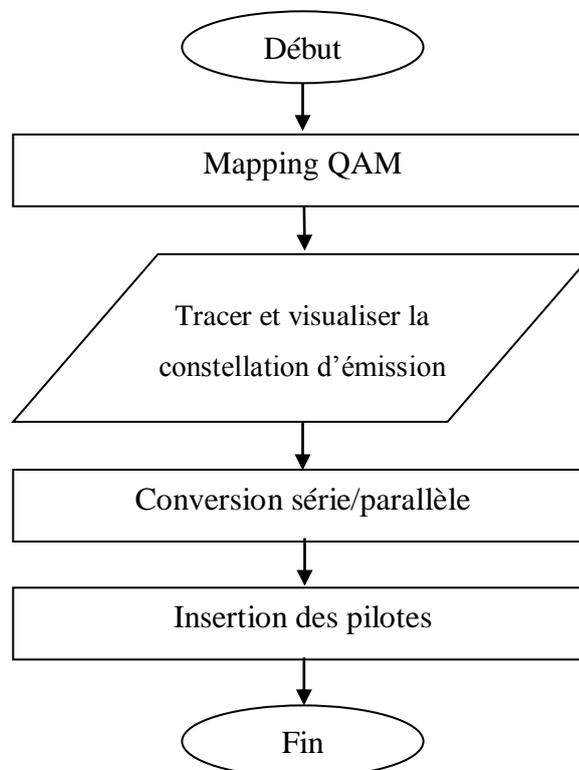


Figure 3.2: Organigramme de la modulation (QAM) des symboles.

3.2.1.1 Résultats et interprétation

Après avoir expliqué les principes de modulation dans la chaîne de transmission dans la section (2.2.5) on étale les résultats obtenus de la simulation correspondante à chaque partie depuis la génération des données jusqu'à l'obtention du signal OFDM. On utilise les modulations 4-QAM et 16-QAM qui sont représentés respectivement dans les figures (3.3) et (3.4).

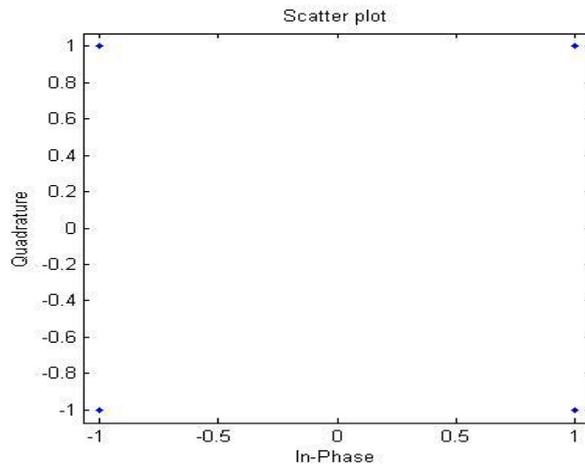


Figure 3.3: La sortie du bloc QAM (constellation 4-QAM).

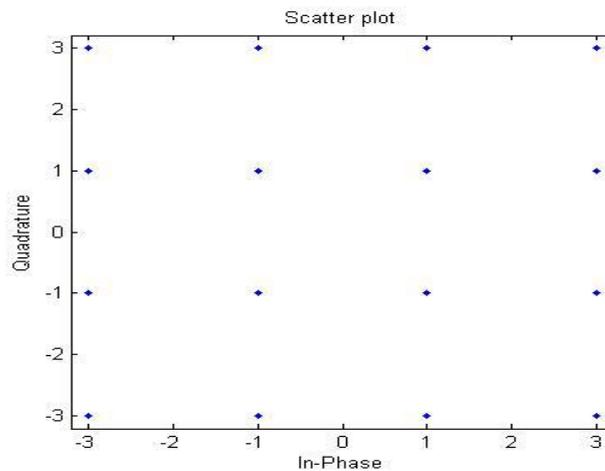


Figure 3.4: La sortie du bloc QAM (constellation 16-QAM).

Les données obtenues à la sortie du bloc QAM sont des données numériques c_k qui sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation (mapping) de modulation d'amplitude en quadrature QAM à plusieurs états (4, 16, 64, de façon générale à 2^n états). Ces données sont des symboles M -aire formé de n bits. On les appelle symboles numériques.

La simulation permet d'observer les points de constellation des données modulées en 4-QAM et 16-QAM, chaque point a une partie réelle et une partie imaginaire.

Les symboles QAM sont des nombres complexes $c_k = a_k + b_k$.

Donc on aura une matrice :

$$c_k = [c_0, c_1, \dots, c_{N-1}] \quad (3.1)$$

3.2.1.1.1 La conversion série/parallèle

La conversion série/parallèle peut s'effectuer par la matrice transposée de notre matrice de données :

$$c_k = \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ c_{N-1} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

3.2.2 La Transformé de Fourier Inverse (IFFT)

La première tâche à prendre en considération est que le spectre OFDM est centré sur une fréquence f_0 . Pour appliquer l'IFFT, il faut que le nombre de discrétisation soit supérieur à la longueur de la matrice des données, donc on va créer une matrice de longueur $2N$ pour les mêmes données c_k , le reste sera complété par des zéro.

$$u = \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ c_{(N/2)-1} \\ 0 \\ \cdot \\ 0 \\ c_{(N/2)+1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ c_{N-1} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Dans ce cas, on peut introduire l'IFFT :

$$I = \text{IFFT}[u] \quad (3.4)$$

Le signal de sortie de l'IFFT est illustré par la figure (3.5) :

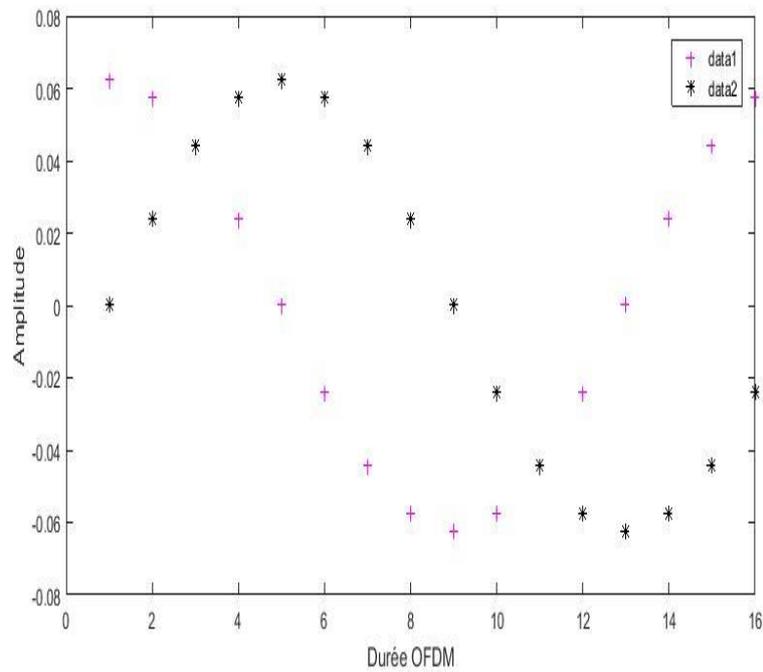


Figure 3.5: signal en sortie de l'IFFT.

3.2.3 La génération d'un signal OFDM

L'organigramme suivant illustre les différentes tâches à faire pour générer un signal OFDM.

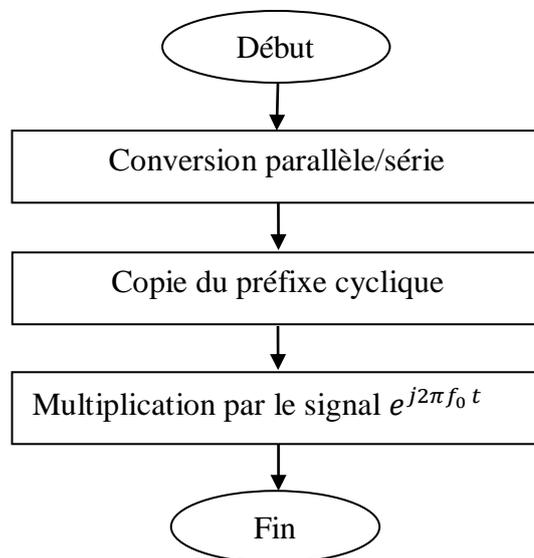


Figure 3.6: Organigramme de la génération d'un signal OFDM.

3.2.3.1 Résultats et interprétation

La figure (3.7) montre la représentation d'amplitude des sous-porteuses orthogonales du signal OFDM.

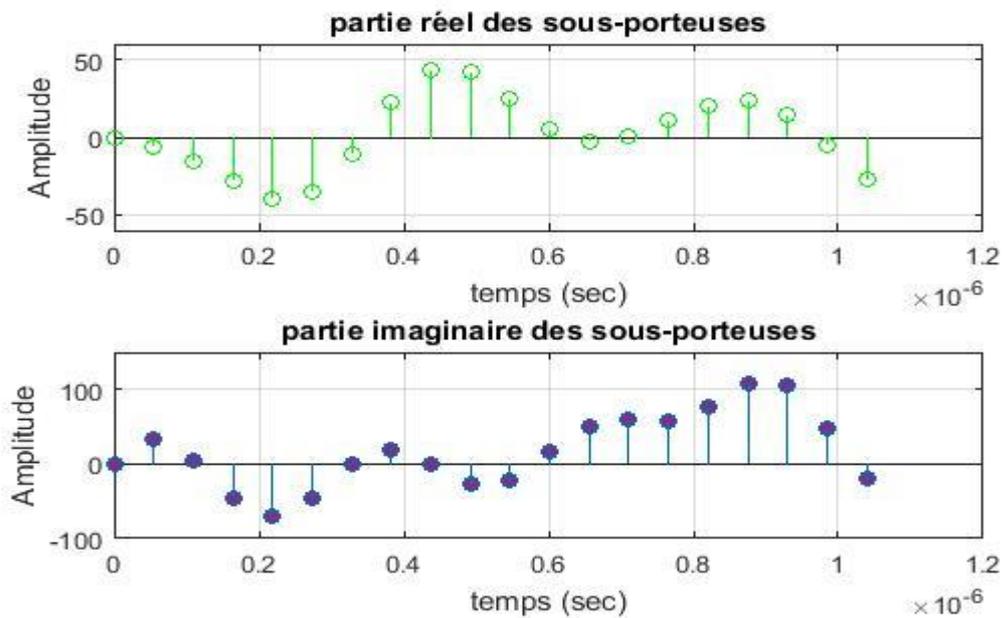


Figure 3.7: Présentation des sous-porteuses.

On remarque que chaque sous-porteuses est représentée par deux points, l'un pour la valeur d'amplitude de la partie imaginaire et l'autre pour la partie réelle.

La réponse temporelle du signal de la sortie est montrée par la figure (3.8):

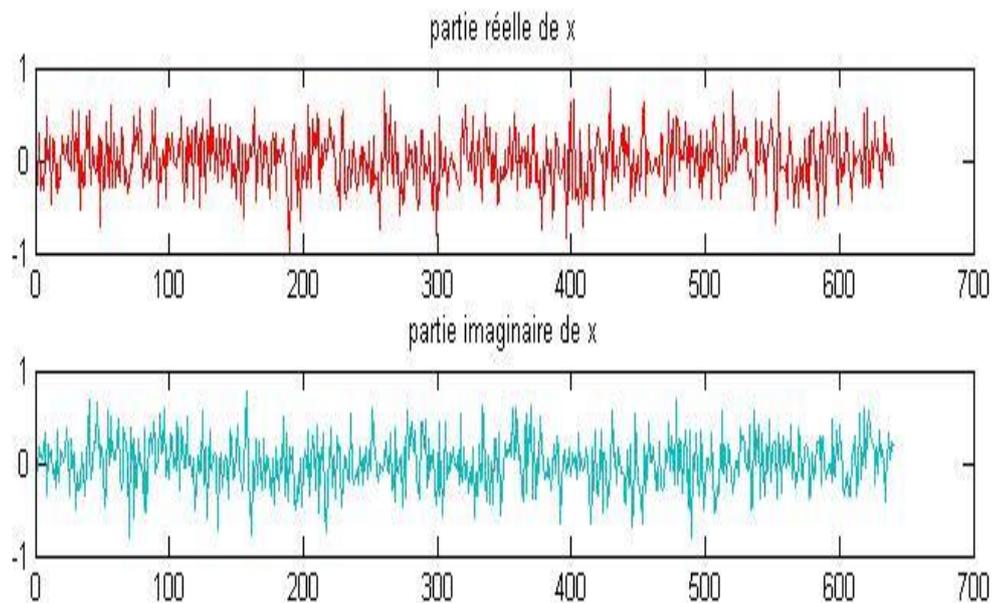


Figure 3.8: La réponse temporelle du signal OFDM en émission.

Après l'opération de l'IFFT on réalise une conversion parallèle/série :

$$p = [I]^T \quad (3.5)$$

Par la suite on ajoute un préfixe cyclique à l'intervalle de garde plus grand que l'étalement du retard de canal, $T_g > \tau_{max}$. Pour éviter l'IES et L'IEP on utilise l'extension cyclique comme critère pour remplir cet intervalle de garde. On choisit $T_g = \frac{N}{8} T_s$, ce qui correspond à 12.5% de la durée utile d'un symbole OFDM, et on multiplie la matrice par le signal de fréquence f_0 pour obtenir une matrice F qui représente le signal OFDM de la sortie de notre modulateur :

$$F = [p] \times \exp j(2\pi f_0 t) \quad (3.6)$$

Le nombre maximum des sous porteuses utilisées par l'OFDM est limité par la taille de l'IFFT, ceci peut être déterminé comme suit :

- $N_{portuses} \leq \frac{\text{taille de IFFT}}{2} - 2$ (Valeur réelle du signal temporel).
- $N_{portuses} \leq \text{taille de IFFT} - 1$ (Valeur complexe du signal temporel).

3.3 Constellation de la modulation OFDM avant égalisation

3.3.1 Résultats et interprétation

À la réception on obtient les symboles c_k représentés dans la figure (3.9) pour les modulations 4-QAM, 16-QAM respectivement en présence d'un canal multi-trajets avec un bruit AWGN.

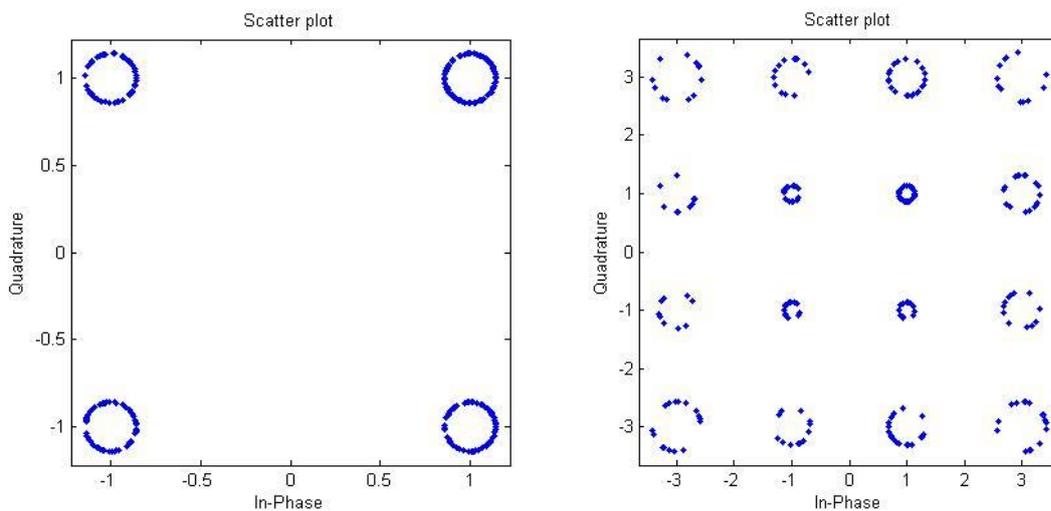


Figure 3.9: La constellation 4-QAM et 16-QAM.

Ces figures montrent que le bruit généré agit sur le signal, il a un effet direct sur la constellation. On remarque que les points dans la constellation ne sont pas parfaitement fixes dans des coordonnées spécifiques mais dans un intervalle. Cela arrive car le bruit ajouté déforme le signal émis.

3.4 Réception et démodulation du signal OFDM

Pour la simulation de la réception et la démodulation du signal OFDM, on propose l'organigramme suivant :

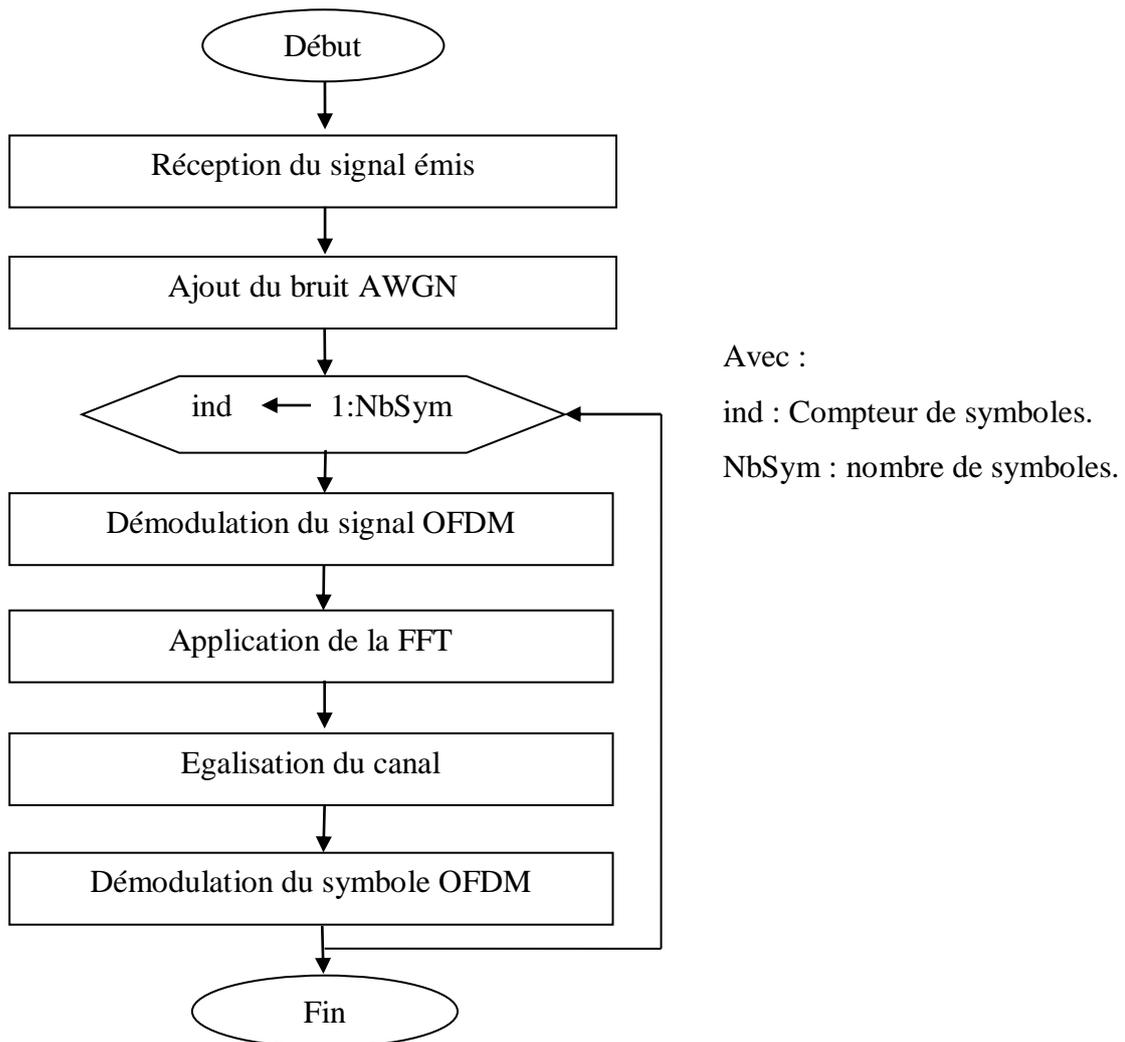


Figure 3.10: Réception et démodulation du signal OFDM.

3.4.1 Démodulation du signal OFDM

L'organigramme suivant montre les différentes tâches à faire pour démoduler le signal OFDM.

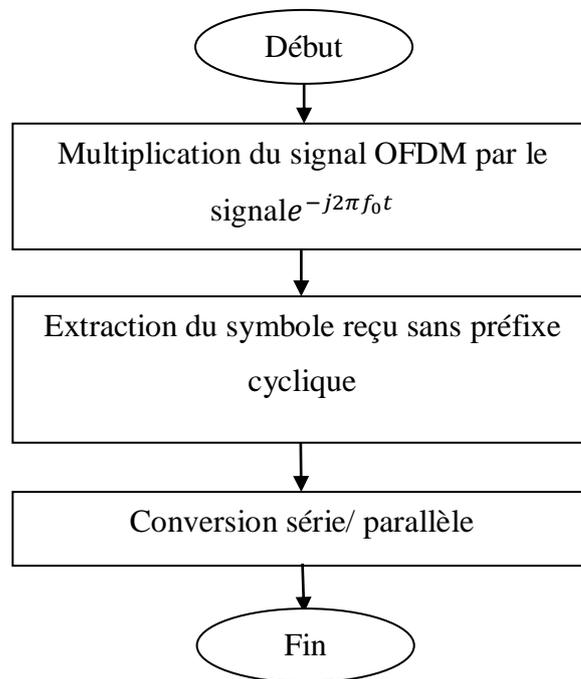


Figure 3.11: Démodulation du signal OFDM.

3.4.1.1 Résultats et interprétation

La réponse temporelle du signal OFDM est représentée dans la figure (3.12) :

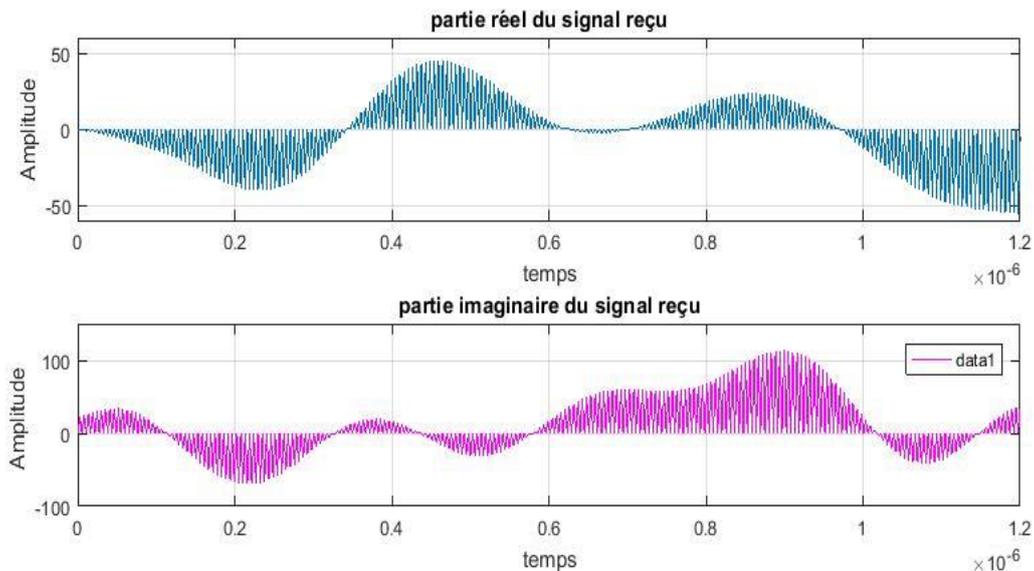


Figure 3.12: Représentation du signal OFDM temporel après démodulation.

L'opération de la réception des données est l'inverse de la transmission. La FFT est appliquée sur chaque symbole afin de restituer le spectre original transmis. Chaque porteuse transmise est évaluée et convertie aux mots des données par la démodulation des symboles reçus. Les données reçus sont par la suite combinées à la même taille que les données originales. Dans notre cas le signal obtenu au niveau du modulateur avec le logiciel Matlab est le même utilisé à l'entrée du démodulateur, la matrice de ce signal est de la forme suivante :

$$R(t) = [R_0, R_1, \dots \dots \dots R_{N-1}] \quad (3.7)$$

Par la suite, on multiplie le signal $R(t)$ par la fréquence f_0 de base ($\exp(-j2\pi f_0 t)$).

$$F = [R] * \exp(-j2\pi f_0 t) \quad (3.8)$$

Après une conversion série parallèle et on obtient les sous-porteuses OFDM (Figure 3.13).

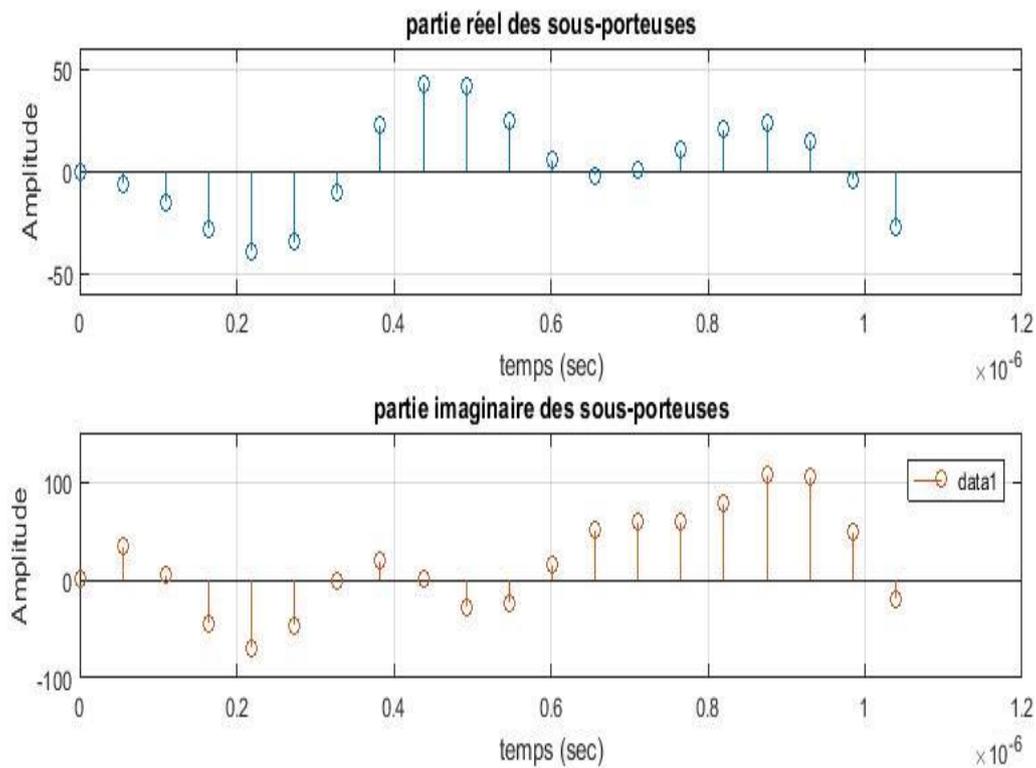


Figure 3.13: Représentation des sous-porteuses après démodulation.

Puis on applique la transformé de Fourier FFT, il faut noter que la taille de la fonction FFT est la même que la taille de la fonction IFFT à la transmission du signal et après démodulation.

3.4.2 L'égalisation du canal

L'algorithme proposé pour la simulation de la correction du canal est illustré par l'organigramme ci-dessous :

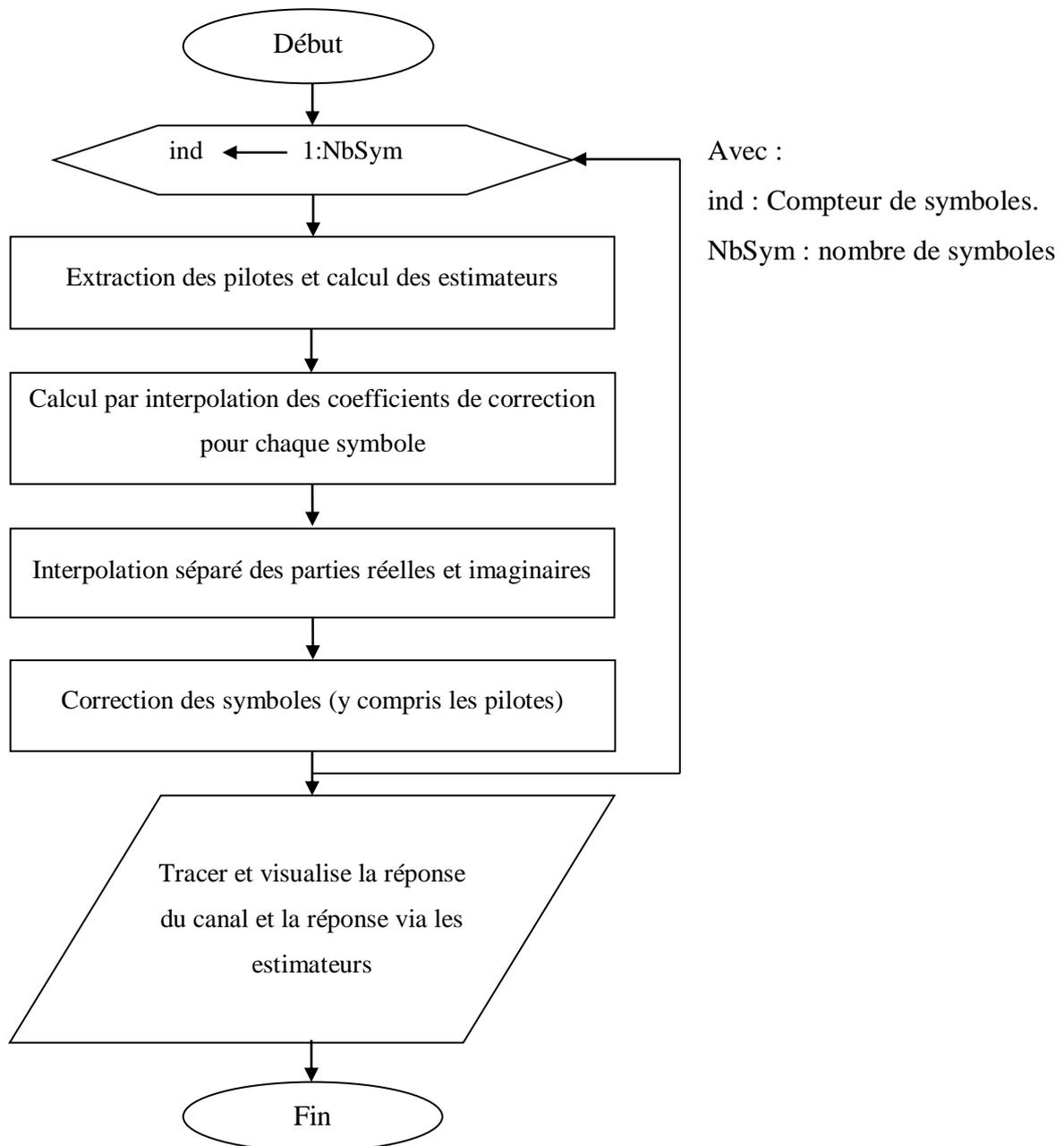


Figure 3.14: Organigramme de la correction du canal.

3.4.2.1 Résultats et interprétation

La figure ci-dessous représente le signal dans le canal avant l'estimation :

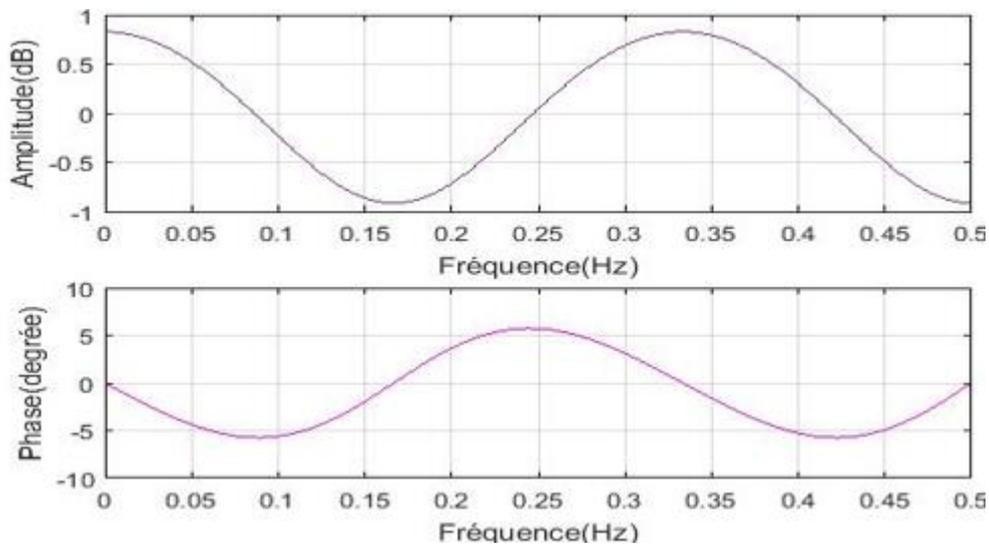


Figure 3.15: Signal dans canal.

La figure (3.16) montre clairement le signal après l'estimation :

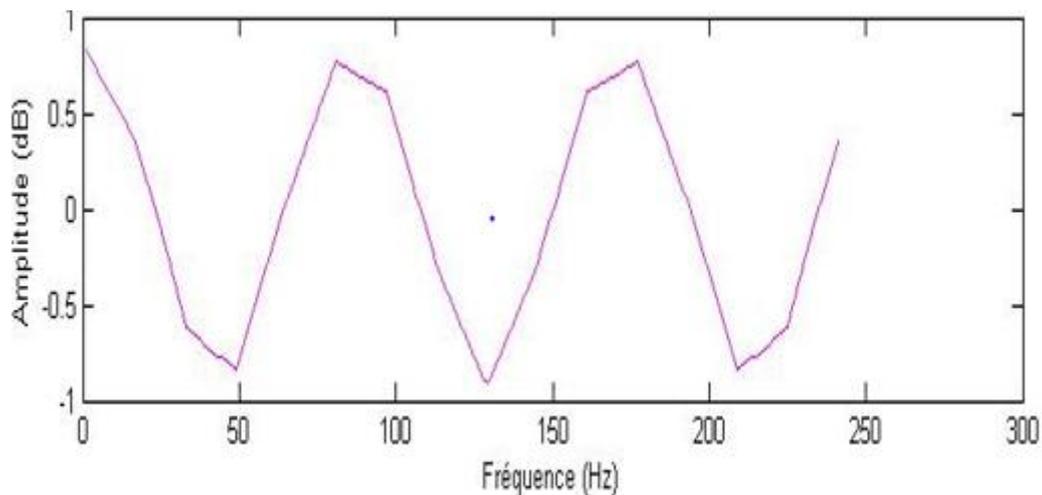


Figure 3.16: Signal dans le canal après l'estimation.

3.4.2.1.1 Insertion des pilotes en émission

Si le nombre N de porteuses est suffisant, c'est-à-dire $B_N \ll B_c$, ($T_s \gg T_m$) chaque porteuse va être multipliée par le coefficient complexe $H_i(f_i)$ correspondant. Afin de décoder correctement les symboles il faut retrouver la constellation initiale, pour cela on doit estimer et corriger l'influence du canal. Tout d'abord, on va insérer des valeurs constantes sur certain point à l'entrée de l'IFFT. On appelle ces valeurs les pilotes [10].

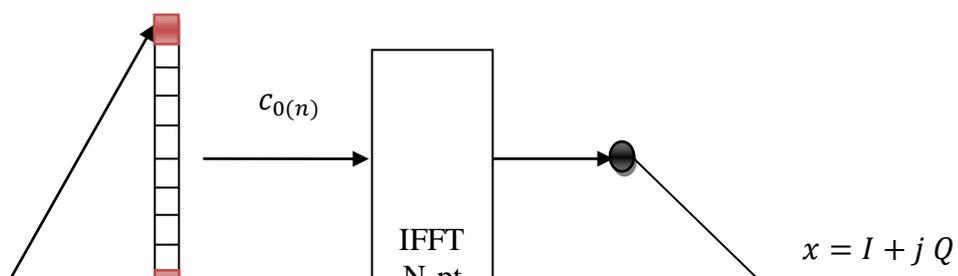


Figure 3. 17: Insertion des pilotes en émission [10].

3.4.2.1.2 L'extraction des pilotes à la réception

A la réception, le signal reçu est :

$$y_i = \alpha_i \cdot x_i + w(t), \quad (3.9)$$

Où :

- x_i : le symbole connu émis.
- α_i : le coefficient d'atténuation du canal.
- $w(t)$: le bruit du canal.

Pour estimer les coefficients i du canal, il suffit de calculer (en complexe) : $\alpha_i = \frac{y_i}{x_i}$. Sachant que les pilotes insérés en émission sont éliminés. L'estimation des coefficients du canal devient mauvaise lorsque les α_i sont faible et cela est dû au bruit. Pour chaque pilote, une estimation du canal par interpolation est obtenue. Ce qui permet de déduire les coefficients d'atténuation α_i pour les valeurs entre les pilotes [10]. Une fois que l'on a obtenu tous les α_i , il suffit de corriger les valeurs y_i à la sortie de FFT.

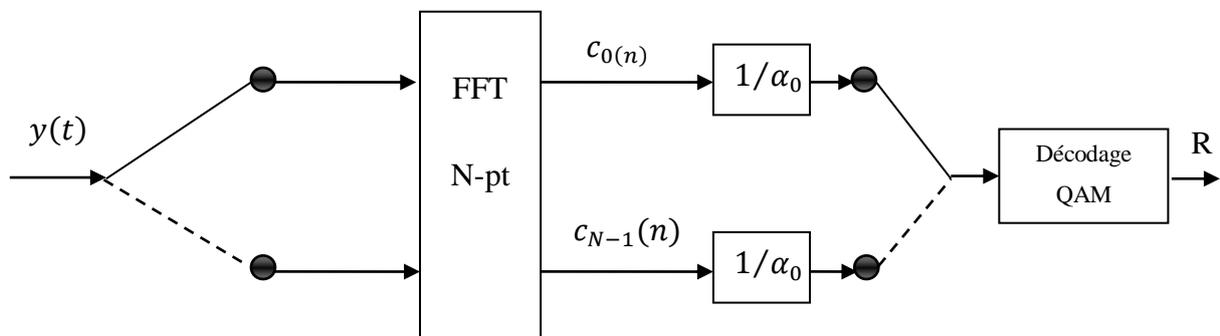


Figure 3.18: Extraction des pilotes à la réception [10].

Les symboles pilotes sont transmis à certaines positions dans la grille temps/fréquence du système OFDM. Les atténuations du canal dans les points voisins dans la grille temps/fréquence sont fortement corrélées et estimées à partir des pilotes, une propriété qui peut être utilisée par l'estimateur.

3.4.3 La démodulation du symbole OFDM

La partie démodulation du symbole OFDM est donnée par l'organigramme représenté sur la figure suivante :

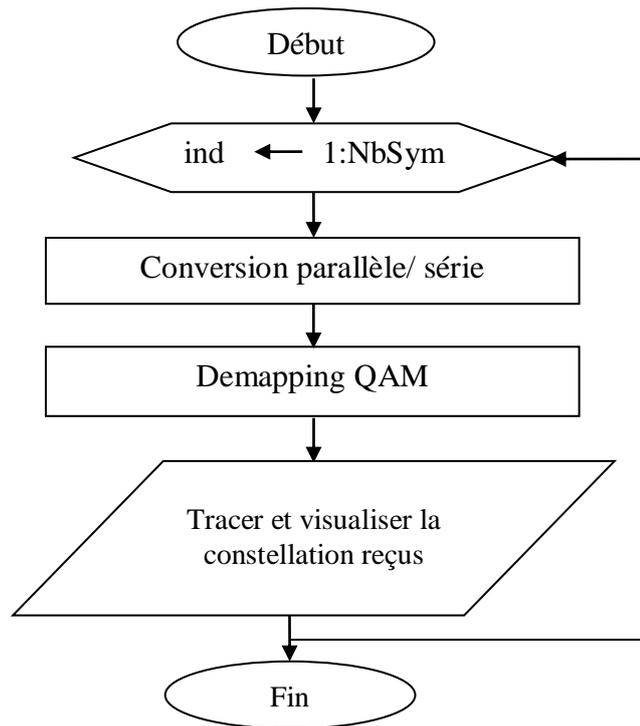


Figure 3. 19: Démodulation du symbole OFDM.

3.4.3.1 Résultats et interprétation

Les constellations après égalisation du canal pour les modulations 4-QAM et 16-QAM sont illustrées par les figures ci-dessous :

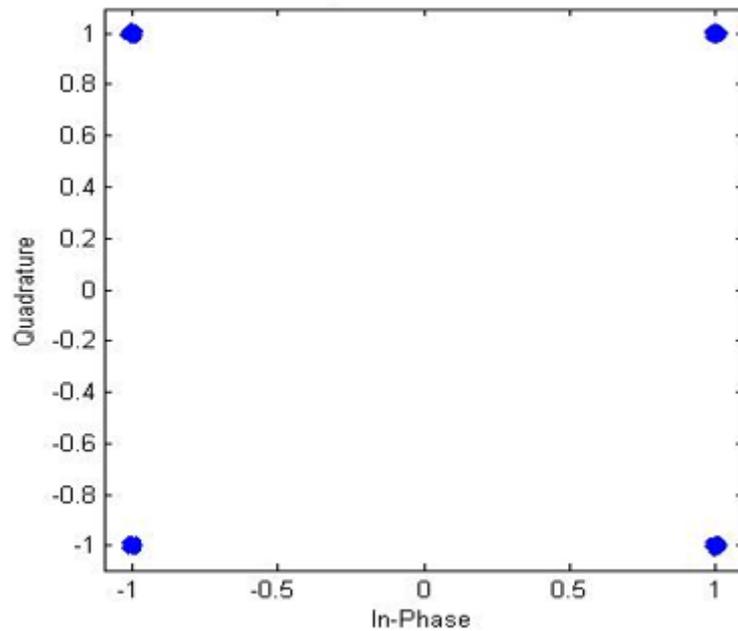


Figure 3.20: Les symboles 4-QAM après la démodulation.

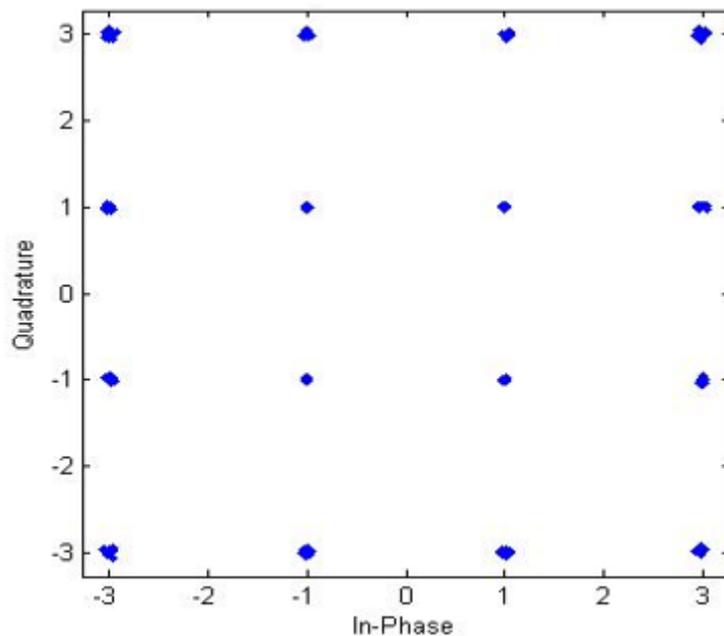


Figure 3.21: Les symboles 16-QAM après la démodulation.

Après avoir corrigé le canal on obtient des constellations moins bruitées par rapport des constellations avant l'égalisation, cela permet de récupérer les symboles émis à la réception.

3.5 La densité spectrale de puissance de l'OFDM

L'algorithme proposé pour la simulation de la densité spectrale de puissance de l'OFDM est illustré par l'organigramme de la figure (3.22) :

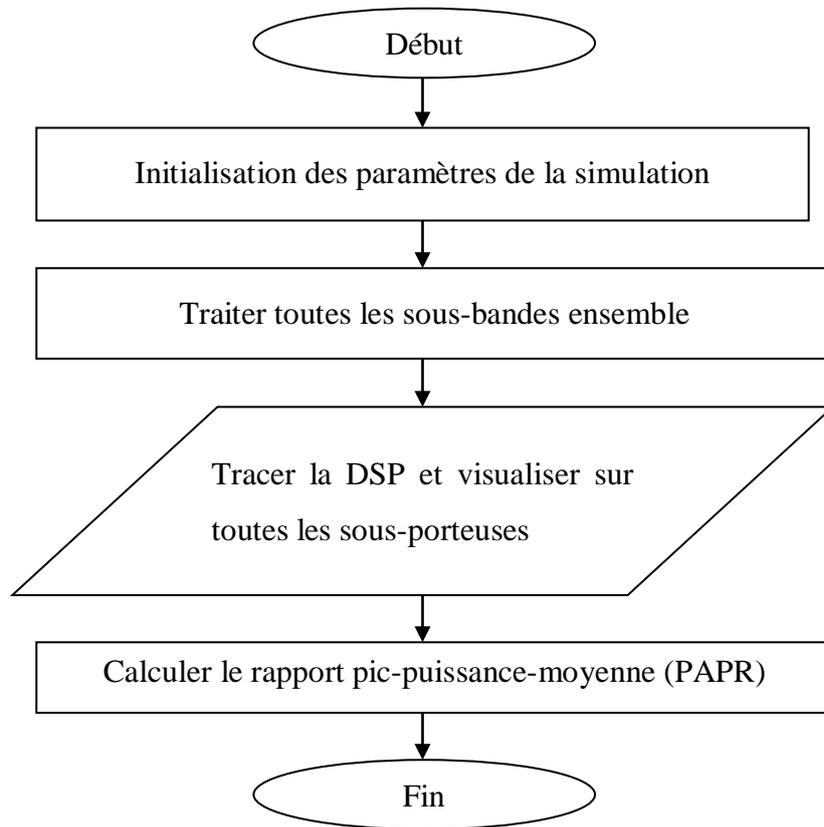


Figure 3.22: Organigramme de la densité spectrale OFDM.

3.5.1 Résultats et interprétation

La figure (3.23) représente la densité spectrale de puissance du signal OFDM après la simulation avec les paramètres résumés dans le tableau (3.2).

Paramètres	Spécifications
Nombre de sous-porteuses	200
Taille de l'IFFT	1024
Longueur du préfixe cyclique	73
Type du canal	AWGN

Tableau 3. 2: Paramètres utilisés pour la simulation de la DSP d'OFDM.

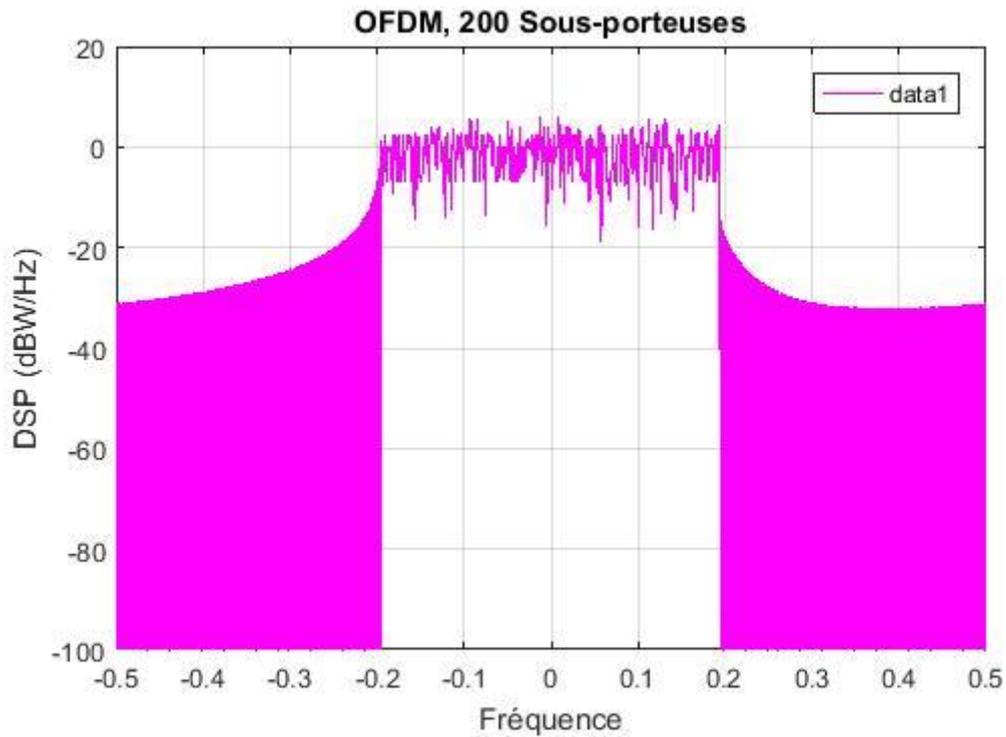
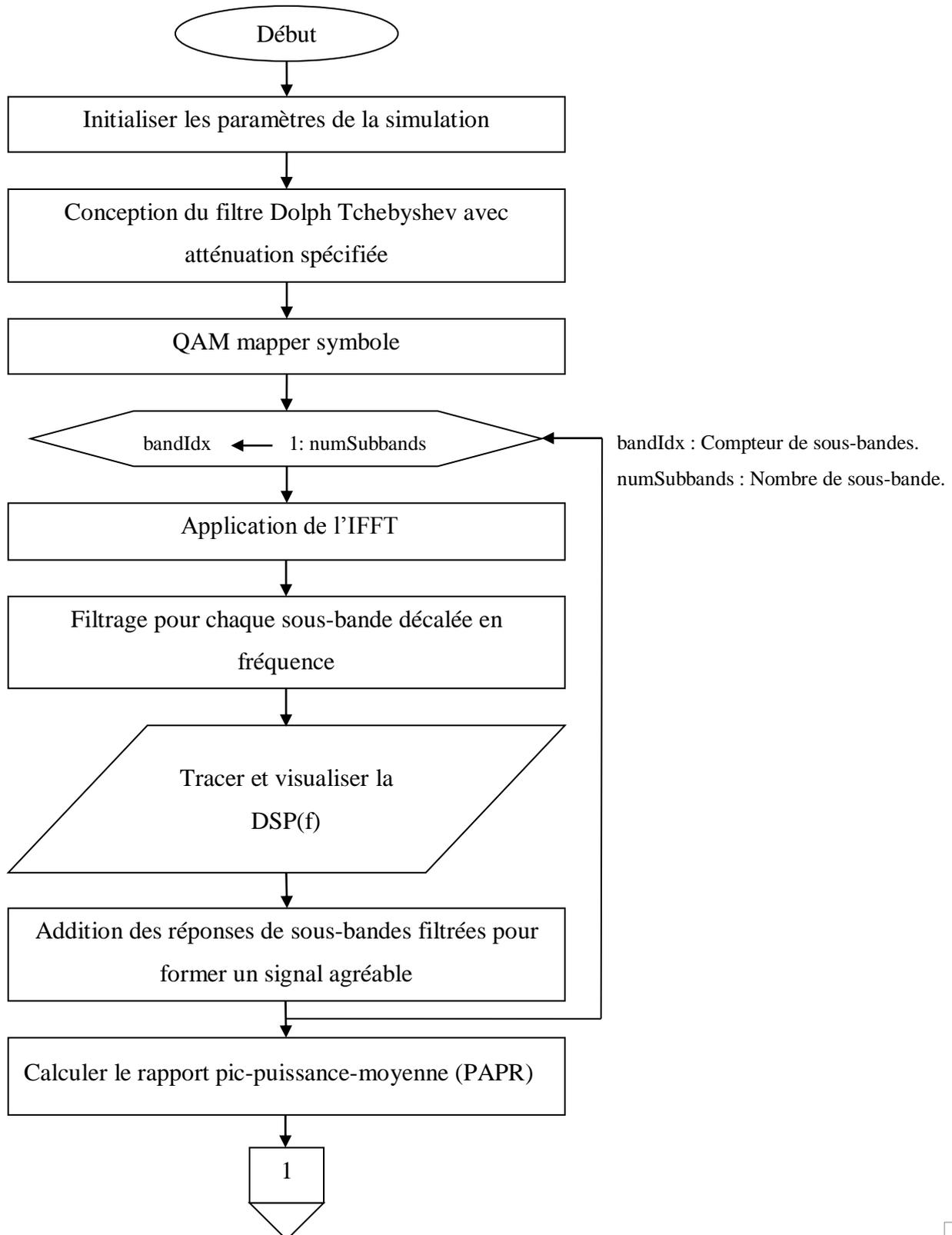


Figure 3.23: Densité spectral de puissance d'un signal OFDM.

- Le taux de puissance crête moyenne (PAPR) pour l'OFDM vaut 8,8843.
- Les pics spectraux dans le domaine fréquentiel sont dus à la discontinuité (transition de phase) entre deux symboles OFDM lors de la génération du signal. Il en résulte de fortes émissions hors bande.
- L'OFDM possède des lobes latéraux spectraux assez élevés qui imposent des contraintes d'orthogonalité pour toutes les sous-porteuses.

3.6 L'émission et la réception de l'UFMC

Pour étudier l'effet du filtre « Dolph Tchebyshev » sur la résistance aux interférences par rapport à l'OFDM, on propose l'organigramme de la figure (3.24) qui présente les caractéristiques de base du schéma de modulation de l'UFMC aux extrémités d'émission et de réception.



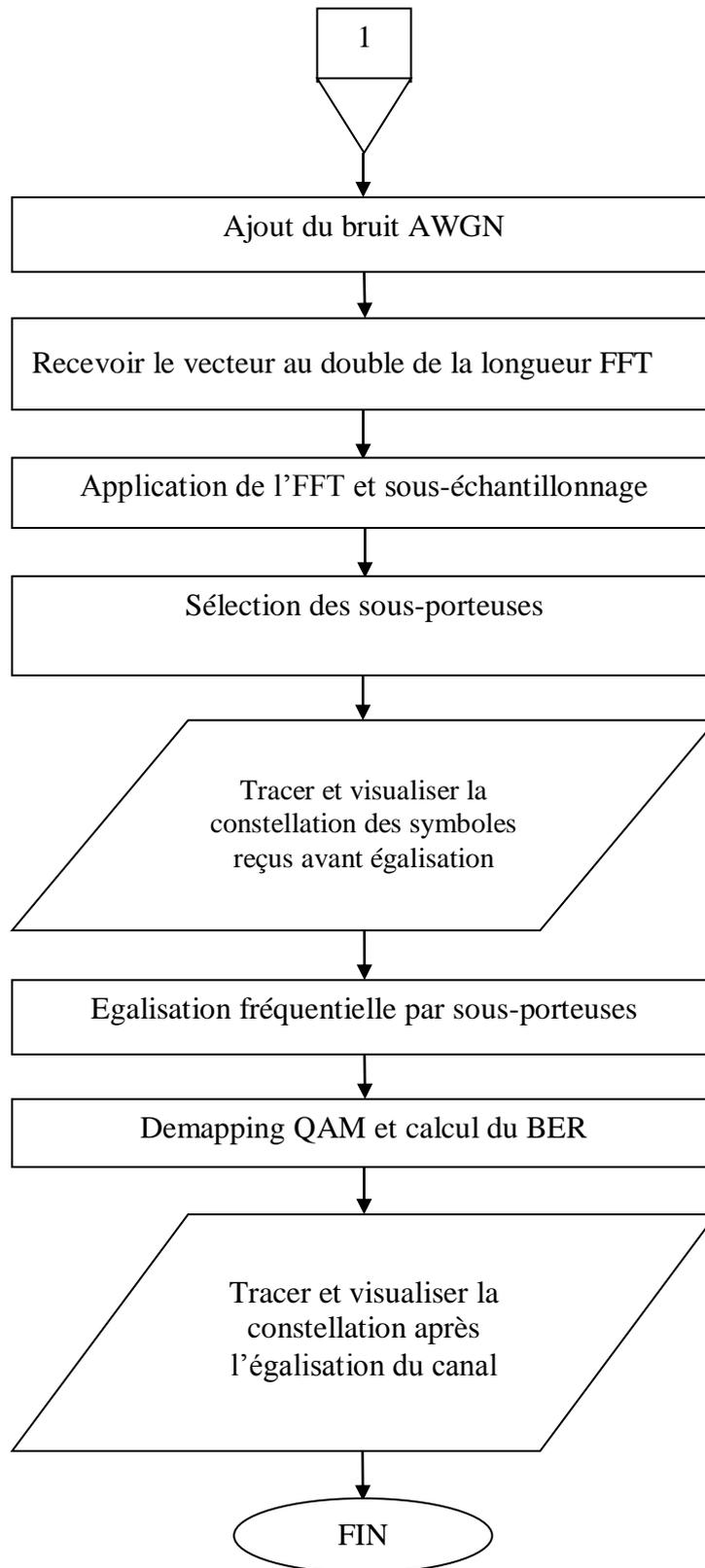


Figure 3.24: Organigramme de l'émission et réception UFMC.

Les paramètres utilisés dans la simulation sont donnés par le tableau (3.3) :

Paramètres	Spécifications
Nombre de points FFT	512
Taille des sous-bandes	20
Nombres de sous-bandes	10
Sous-bandes offset	156
Longueur du filtre	43
Atténuation des lobes secondaires	40 dB
Nombre de bits par sous-porteuses	4
SNR	15
Type du canal	AWGN

Tableau 3. 3: Paramètres de simulation du système OFDM et UPMC.

3.6.1 Résultats et interprétation

Les figures (3.25) et (3.26) illustrent la constellation des symboles reçus avant et après l'égalisation du canal.

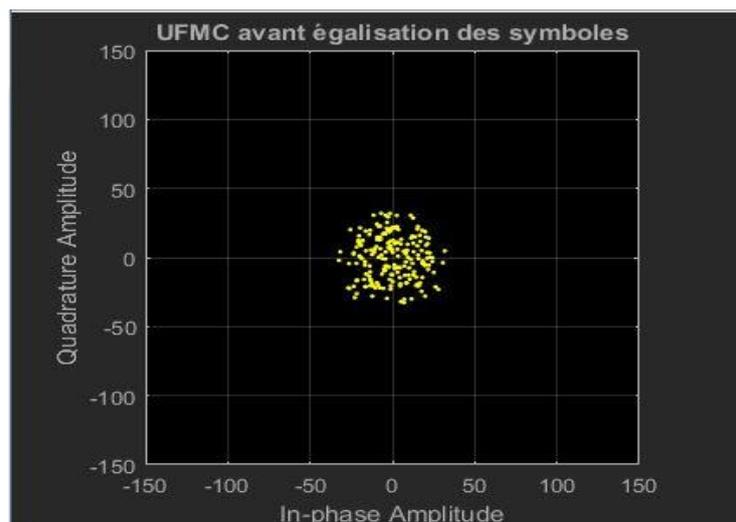


Figure 3.25: Constellation des symboles reçus.

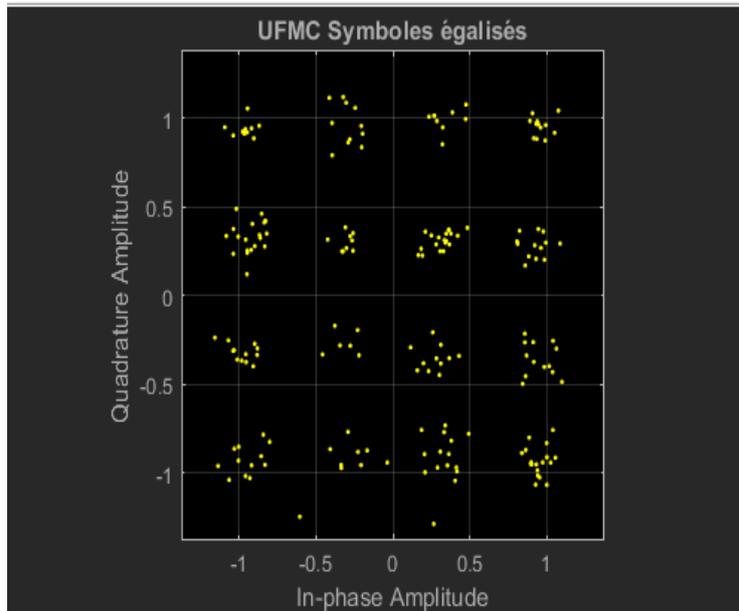


Figure 3.26: Constellation des symboles reçus.

On observe que les symboles avant l'égalisation sont très bruités (chevauchement des nuages qui représente les symboles) d'où une perte des données. On constate qu'après égalisation les nuages ne sont plus mélangés ce qui permet de distinguer les différents nuages représentant les symboles, donc les données peuvent être récupérés.

3.6.2 L'effet du filtre « Dolph Tchebyshev »

Lorsque il y'a une crête de la caractéristique du filtre « Dolph Tchebyshev » dans le domaine temporel, les symboles de canal n'introduit pas de distorsion significative, cependant on peut supprimer les interférences entre symboles, si le délai de propagation dans le canal ne dépasse pas la longueur de la fenêtre de pondération du filtre L . Plus la longueur de la fenêtre de pondération est grande, plus l'extension du symbole UFMC dans le domaine temporel est grande.

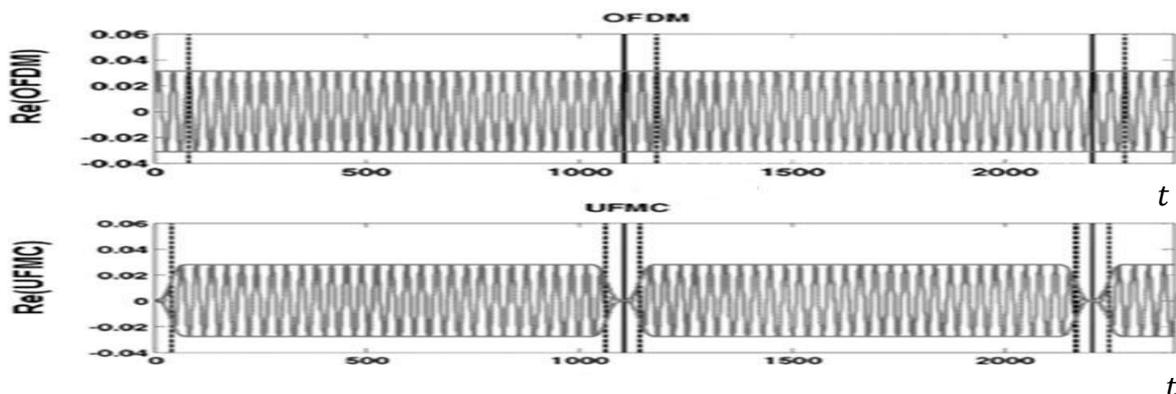


Figure 3.27: La séquence des symboles de canal dans l'OFDM et l'UFMC.

3.6.3 La densité spectrale de puissance de l'UFMC

La figure (3.28) montre la densité spectrale de la puissance du signal UFMC, en utilisant 10 sous-bandes et 20 sous-porteuses dans une seule sous-bande. La longueur des filtres dépend des largeurs de sous-bande, et doit être dans la gamme du CP, on applique des filtres « Dolph-Tchebyshev » avec les paramètres de conception (Une longueur d'ordre 43 avec une atténuation des lobes latéraux de 40 dB).

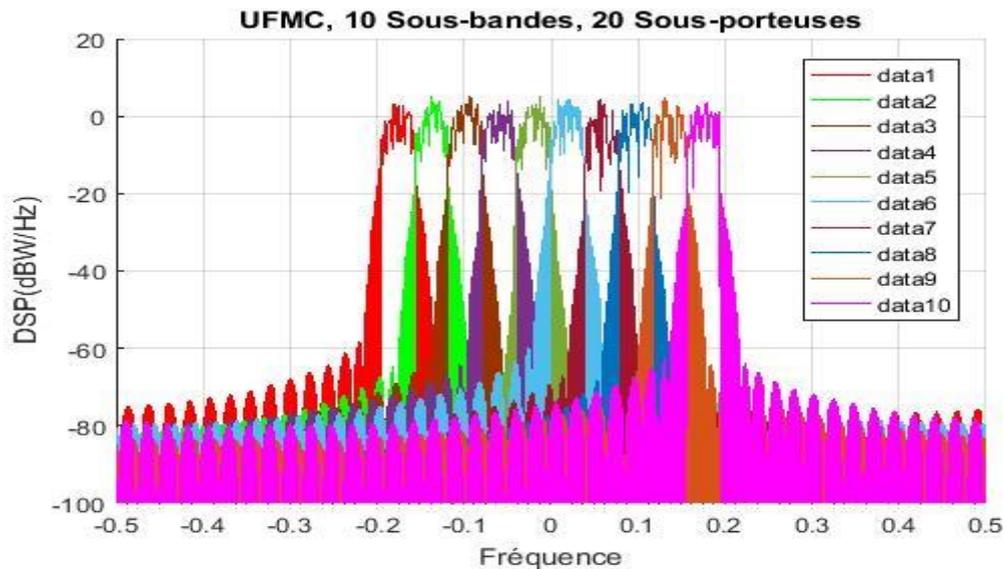


Figure 3.28: Densité spectral de puissance UFMC.

- Le taux de puissance crête moyenne (PAPR) pour l'UFMC vaut 8,2379 dB.
- L'étude et la mise en œuvre des deux formes d'ondes montre que l'UFMC a clairement une meilleure performance par rapport à l'OFDM du point de vue du PAPR. Dans la simulation, on a vu que l'OFDM donne un PAPR relativement plus élevé que l'UFMC. Un PAPR élevé est également un inconvénient, d'après les résultats l'UFMC montre un PAPR légèrement meilleur.

L'UFMC présente une efficacité spectrale plus élevée que celle de l'OFDM avec 10 % moins de sous-porteuses en raison de la possibilité de ne pas transmettre de préfixe cyclique dont la durée est égale à 7-10% de la durée du symbole OFDM.

L'avantage principal de l'UFMC est l'utilisation du filtre « Dolph-Tchebyshev ». Effectivement, en fonction des propriétés de ce filtre, les effets spectraux des lobes latéraux sur la sous-porteuse adjacente immédiates rencontrés dans l'OFDM peuvent être réduits de manière significative. Le besoin d'une bande de garde n'est plus nécessaire, car d'autres symboles UFMC ne seraient pas perturbés par l'interférence du lobe latéral.

Alors l'UFMC est plus robuste aux interférences entre porteurs et la perte d'orthogonalité ne peut plus être un problème.

On comparant le résultat de la figure (3.28) et celui de la figure (3.23), on remarque que le niveau du lobe latéral de l'UFMC est beaucoup plus faible dans le domaine fréquentiel avec des fuites spectrales très limitées que celui de la technologie OFDM. Par conséquent, l'UFMC est plus résistant aux interférences entre sous-porteuses résultant du décalage de fréquence dans le canal. Ce qui permet d'atteindre une haute résolution spectrale et de faibles interférences sur les bandes de fréquences adjacentes. L'UFMC est capable d'utiliser le spectre disponible aussi efficacement que l'OFDM.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a pu voir les caractéristiques des formes d'onde de l'OFDM et de l'UFMC. Cette dernière est une variante de l'OFDM, beaucoup de similitudes peuvent être vues dans leurs propriétés. La différence la plus importante entre les deux modulations multi-porteuses est celle du préfixe cyclique. Dans la technique OFDM, l'orthogonalité dans le domaine temporel est assurée par l'utilisation du préfixe cyclique, l'avantage d'ajouter le CP est qu'il transforme la convolution du canal en circulaire. En dehors de cet avantage, le plus grand inconvénient de l'OFDM est la perte d'efficacité spectrale. Au lieu d'insérer le CP, l'UFMC utilise des filtres supplémentaires par sous-bande qui réduisent les niveaux spectraux des lobes secondaires à l'extérieur de la sous-bande, sachant que la longueur du filtre dépend de la taille de la sous-bande. Ceci augmente la robustesse à côté de toutes les sources d'interférences entre porteuses.

Conclusion Générale

Conclusion Général

L'OFDM est utilisée pour la transmission à haut débit sur des fréquences radioélectriques dans des environnements à parcours multiples. L'information est répartie en petits blocs de données qui sont chacun affectés à des porteurs orthogonaux. L'avantage de ce processus est de pouvoir récupérer l'information transmise même si plusieurs échos ont affecté la transmission radioélectrique. Cette technique de modulation est adoptée par les systèmes de communication sans fils de quatrième génération offrant aux utilisateurs des services supplémentaires de type multimédia asymétriques. En dépit de ces avantages l'OFDM présente un PAPR (Peak to Average Power Ratio) assez grand. Ce problème se pose au niveau de la sortie de l'émetteur, de plus l'OFDM sacrifie une partie du débit de transmission en raison de l'insertion du CP, et possède des lobes latéraux spectraux élevés qui peuvent détruire l'orthogonalité entre les sous-porteuses.

Un nouveau concurrent potentiel est conçu pour les réseaux de 5^{ème} génération, appelé Universal Filtered Multi-Carrier(UFMC) qui utilise des filtres par sous-bande de faible longueur. L'UFMC offre un PAPR meilleur que celui de l'OFDM, réduisant le rayonnement hors bande ce qui permet d'augmenter l'efficacité spectrale, minimiser le coût et l'énergie.

Dans ce projet de fin d'études, on s'est attelé à présenter un état de l'art dans le domaine de la modulation OFDM et UFMC, Les simulations réalisées et exposées dans ce travail ont permis de mettre en relief l'intérêt de la modulation UFMC par rapport à l'OFDM du point de vue d'efficacité spectral.

Après avoir comparé à l'aide des simulations, la densité spectrale de puissance des deux techniques abordées, on a constaté que l'UFMC est avantageuse par rapport à l'OFDM en raison de sa capacité à offrir un meilleur rendement spectral et sa bonne cohabitation avec les systèmes de télécommunications actuelles. Le filtrage de la sous-bande a l'avantage de réduire les protections entre les sous-bandes et également de réduire la longueur du filtre.

En tout, plusieurs recherches sur les systèmes OFDM et UFMC sont encore ouvertes. On espère que ce travail a fourni des interprétations suffisantes sur les résultats obtenus et fournira une base pour de futures recherches, on souhaite ainsi élargir notre étude sur la technique UFMC dans les travaux futurs pour mettre en valeur d'autre facteur important en terme de l'étude du gabarit spectral.

Bibliographie

- [1] : Michel Joindot, Alain Glavieux, « INTRODUCTION AUX COMMUNICATION NUMERIQUE », IUT Ecole d'ingéniéures, Edition DUNOD, Page 2-4, 2007.
- [2] : ABEB Elias & CHAGUETMI Hikmat El barie Sakina, « Algorithme MMSE de faible complexité pour les systèmes OFDM sur les canaux sélectifs en fréquence », mémoire de master réseaux & télécommunications, département d'électronique, université de blida1, Page 7-9-19, 2014.
- [3] : EWODO ONOMO HERVE ROMUALD, « Simulation d'un système de communication MISO avec le codage OFDM-CDMA », mémoire de Master Traitement de l'information et Systèmes électroniques, Page 10-30, 2015.
- [4] : Farhi Nabila et Helaimia Souhaila, « Etude et Simulation d'une Transmission de Type OFDM Pour Les Communications Sans Fil », mémoire de master en réseaux et communications, département de génie électrique, Page 25,30, 2016.
- [5] : Mylène Pischella et Didier Le Ruyet, Bases de communication numérique 2, « Principe et mises en œuvre des modulations numériques», ISTE Edition Ltd, page 109-116, 2015.
- [6] : Hasnaoui Saida & Nouas Wissam, « Allocation efficace des bits pour un système multi-porteuses OFDM », mémoire de master en réseaux & télécommunications, département d'électronique, université de blida1, Page 17- 27-30, 2013.
- [7] : Patrice KADIONIK, « Bases de transmissions numériques », ENSEIRB, ELECTRONIQUE, INFORMATIQUE, RADIO COMMUNICATIONS. Editions ENSEIRB, Page 10, 2000.
- [8] : BAOUNI ABDELKHALEK, « Estimation du Canal et Elimination des Interférences ICI dans les Communications Mobiles avec Modulation OFDM », mémoire de Magister, Option : Télécommunications Spatiales, département d'électronique, université mentouri constantine, page 8,2015.
- [9] : Ali RACHINI, « Etude de la synchronisation temporelle dans les systèmes MIMO –OFDM appliqués aux réseaux mobiles », thèse de doctorat de L'INSA DE RENNES, Page 2-12-13, 2014.
- [10] : C. ALEXANDRE/ D. LE RUYET, « Modulations multiporteuses », CNAM, COURS ELE207, CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS, Page 10-29.

- [11] : DAOUD Khedidja, « SIMULATION COMPARATIVE DES TECHNIQUES FBMC ET OFDM POUR LES RESEAUX 5G », mémoire de master, département de télécommunication, université de Tlemcen, Page 17-20, 2016.
- [12] : BENZID REZAK & IKEROUTENE MOURAD, « ETUDE ET SIMULATION D'UNE CHAINE OFDM », mémoire d'ingénieur d'état en électronique, université Blida 1, Page 5, 2008.
- [13] : BEKKAI Ryma & BENSALAH Amel ; « Analyse du PAPR dans les systèmes SISO/MIMO OFDM », mémoire de Master en Électronique option théorie de l'information et système électronique, université de blida 1, Page 24-25, 2013.
- [14] <https://www.coursehero.com/file/25294606/ofdmpdf/>
- [15] : Helmi BEN HNIA et all, « Etude des performances de la modulation OFDM pour l'utilisation dans les systèmes de communication sans fils de la 4G », SETIT 2004 Conférence Internationale: Sciences Electronique, Technologies de l'Information et des Télécommunications 15-20 Mars 2004, Sousse - TUNISIE
- [16] : Fa-Long Luo, PH.D., IEEE Fellow, Charlie (Jianzhong) Zhang, Ph.D., IEEE Fellow, « SIGNAL PROCESSING FOR 5 G», ALGORITHMS AND IMPLEMENTATIONS, IEEE PRES, WILEY, Page 14, ISBN: 978-1-119-11646-2 Oct 2016, Wiley-IEEE Press
- [17] : Grigory Bochechka et all, «Comparative analysis of UFMC technology in 5G networks», International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Moscow Technical University of Communications and Informatics, (2017).