

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان -

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen -

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : Télécommunications

Spécialité : Réseau et Télécommunications

Présenté par :

BENSENOUCI Salima & BENSABER Habiba Bochra

Sujet

Evaluation d'un système de communication FBMC

Soutenu publiquement, le **04 / 07 / 2019**, devant le jury composé de :

Mr. M.HADJILA	MCB à Univ-Tlemcen	Président
Mr. A.ABDELMALEK	MCB à Univ-Tlemcen	Examineur
Mr. F.DERRAZ	MCB à Univ-Tlemcen	Encadreur
Mr. M.BOUSAHLA	MCB à Univ-Tlemcen	Co-Encadreur

Résumé :

Les techniques de modulation multi-porteuses sont sélectionnées pour le développement des systèmes de communication sans fil modernes tels que la 5^{ème} génération 5G grâce à leurs nombreux avantages. Le multiplexage orthogonal par répartition de fréquence OFDM, est une technique permet de lutter contre les canaux sélectif en fréquence, l'OFDM utilise un préfixe cyclique pour combattre les trajets multiples en facilitant l'estimation des canaux, mais aussi il souffre de quelque inconvénients car le préfixe cyclique qui présente une perte en efficacité spectrale. C'est pourquoi cette technique a été élaborée par l'utilisation des bancs de filtres, ou le préfixe cyclique n'est plus nécessaire, et sont donc plus efficaces spectralement. Ce travail a pour principal objectif l'évaluation de modulation multi-porteuse FBMC, une modulation OQAM été utilisé, qui introduit un décalage temporel entre la partie réelle et imaginaire des symboles de données complexes à transmettre, nous s'intéresse aux différents filtres prototypes appliqués, pour l'amélioration en termes de sélectivité en temps et en fréquence, les différents résultats ont été simulés sous logiciel MATLAB.

Mots clés : FBMC, OFDM, 5G, OQAM.

Abstract

Multi-carrier modulation techniques are selected for the development of modern wireless communication systems such as the 5th generation 5G mobile communications due to the number of advantages they offer. Orthogonal frequency- division multiplexing (OFDM) is a widely adopted technique modulation method; it is more resistant to frequency selective channels, the OFDM uses a cyclic prefix to provide better orthogonality in transmitting and facilitating channel estimation affected by multipath propagation. However, it presents a few undesirable problems because the cyclic prefix has a loss in spectral efficiency. It is the reason why this technique has been developed by using filter banks, where the cyclic prefix is no longer necessary. Therefore will be more spectrally efficient. In this work, the main objective is to evaluate the filter bank multi-carrier modulation (FBMC), an OQAM modulation was used that introduces a time lag between the real and imaginary part of complex data symbols to be transmitted. This work aims at shading light at the different prototype filters applied, for the improvement in terms of selectivity in time and frequency. The different results have been simulated under MATLAB software.

ملخص

تم اختيار تقنيات التشكيل متعدد الموجات لتطوير أنظمة الاتصالات اللاسلكية الحديثة مثل الجيل الخامس 5G مع العديد من المزايا. مضاعفة تقسيم التردد المتعامد OFDM هي تقنية للتحكم في القنوات الانتقائية للترددات ، يستخدم OFDM بادئة دورية لمكافحة مسارات متعددة من خلال تسهيل تقدير القنوات ، ولكنه يعاني أيضاً من بعض العيوب بسبب البادئة الدورية التي لها خسارة في الكفاءة الطيفية. لهذا السبب تم تطوير هذه التقنية عن طريق استخدام بنوك التصفية، حيث لم تعد البادئة الدورية ضرورية، وبالتالي فهي أكثر كفاءة من الناحية الطيفية. هذا العمل له هدف رئيسي هو تقييم التشكيل متعدد الموجات FBMC ، تم استخدام تعديل OQAM ، والذي يقدم تحولاً زمنياً بين الجزء الحقيقي والخيالي لرموز البيانات المعقدة المراد إرسالها ، نحن مهتمون بمرشحات النماذج الأولية المطبقة المختلفة ، للتحسين من حيث الانتقائية في الوقت والتردد ، تم محاكاة النتائج المختلفة تحت برنامج MATLAB.

الكلمات المفتاحية : FBMC ، OFDM ، 5G ، OQAM.

Remerciement

Il nous est agréable et important de réserver cette page comme un témoin de reconnaissance à toutes les personnes qui nous ont soutenus et encadrés pour la réalisation de ce travail.

Tout d'abord nous remercions ALLAH le tout puissant de nous avoir donné la force et nous accordé patience pour achever ce travail.

Ce travail à été réalisé à l'université de technologie de Tlemcen dans le cadre du projet de mémoire du Master

Nous tenons également à remercier infiniment Mr F.DERRAZ et Mr M.BOUSAHLA pour nous avoir offert les bonnes conditions et nous avoir guidés à élaborer ce travail, pour leurs patiences, et surtout pour leurs confiances, leurs remarques, leurs conseils, leurs disponibilités et leurs bienveillances.

Nous voudrions, également, remercier les membres du jury Mr. M.HADJILA, d'avoir accepté de présider ce travail, ainsi que Mr. A.ABDELMALEK pour avoir accepté d'examiner ce travail, en toutes leurs remarques et critiques bénéfiques.

Nous remercions vivement tous nos enseignants ayant contribué de près ou de loin à ma formation, en particulier Mlle H.BOUARFA

A tous ceux qui nous aimons.

Merci.....

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

A mes parents. Aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de l'amour dont ils ne cessent de me combler « vous avez tout sacrifié pour vos enfants n'épargnant ni santé ni efforts. Vous m'avez donné un magnifique modèle de labeur et de persévérance. Je suis redevable d'une éducation, je suis fière ». Que dieu leurs procure bonne santé et longue vie.

- À mon cher frère Fethi

- À mes sœurs : khadidja, Hanifa et son époux Abd El-Hafid

- À ma petite Hibat El-Rahman

- À toute ma famille

- À mon binôme Habiba Bouchra et mes chers amis(e) : Ikram, Zakia, Ousseini, Nour elhouda, Nouha, Farida et de G.C Wafaa, Imen et Fatima.

Aux collègues d'études

Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui étaient toujours à mes côtés, et qui m'ont accompagné durant mon chemin d'études supérieures. Et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce projet soit possible, je vous dis merci.

Salima

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents

Pour leur patience, leur soutien, leurs sacrifices, et leur encouragement

Pour ceux qui m'ont entourée pour que rien n'entrave le déroulement
de mes études. Pour vous "Papa et Maman"

Ce que je vous dédie est
incomparable devant vos sacrifices.

Et j'espère être toujours à la hauteur de vos espérances.

A ma chère sœur : Radjaa

A mes frères : Brahim; Ahmed ; Abderraouf ; Mohamed

A mes belles sœurs : Hadjer et Fouzia

A mes chers petits neveux et nièces : Alaa ; Islam ; Wafaa ; Zaid ; Wissel ;
Lina ; Achraf

A toute la famille BENSABER, BELMEKKI et DIB

A ma chère amie et Binôme Salima ainsi que toute sa famille.

A tous mes amis qui n'ont jamais cessé de m'encourager. Ou de
M'aider surtout : Reyane, Houda.G, farida , nour elhouda , zakia , siham ,
Fatima

Je le dédie à tous ce qui m'a donné leur moindre coup de pouce pour
réussir ce travail...

Bouchra

Table des abréviations :

<i>ADSL:</i>	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i>
<i>AFB :</i>	<i>Analysis Filter Bank</i>
<i>BER :</i>	<i>Bit Error Rate</i>
<i>BPSK :</i>	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
<i>CB :</i>	<i>Coherence Band</i>
<i>CDMA :</i>	<i>Code Division Multiple Access</i>
<i>CP :</i>	<i>Cyclic Prefix</i>
<i>DAB :</i>	<i>Digital Audio Broadcasting</i>
<i>DFT :</i>	<i>Discrete Fourier Transform</i>
<i>DVB :</i>	<i>Digital Video Broadcasting</i>
<i>DVB-T :</i>	<i>Digital Video Broadcasting-Terrestrial</i>
<i>EQM :</i>	<i>Erreur Quadratique Moyenne</i>
<i>FBMC :</i>	<i>Filter Bank Multicarrier Modulation</i>
<i>FFT :</i>	<i>Fast Fourier Transform</i>
<i>ICI :</i>	<i>InterCarrier Interference</i>
<i>IEEE :</i>	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<i>IFFT :</i>	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
<i>ISI :</i>	<i>Interférence Inter Symbole</i>
<i>KSP :</i>	<i>Known Symbol Padding</i>
<i>LOS :</i>	<i>Ligne Of Sight</i>
<i>LTE :</i>	<i>Long Term Evolution</i>
<i>MAI :</i>	<i>Multiple Access Interferences</i>
<i>MC :</i>	<i>MultiCarrier</i>
<i>MIMO :</i>	<i>Multi-Input Multi-Output</i>

MTC : *Multi-Tone Channel*

OFDM : *Orthogonal Frequency Division*

O-QAM : *Offset Quadrature Amplitude Modulation*

PAM : *Pulse Amplitude Modulation*

PAPR : *Peak-to-Average Power Ratio*

PHYDYAS : *PHYSical layer for DYNAMIC Access and cognitive rad*

QAM : *Quadrature Amplitude Modulation*

QPSK : *Quadrature Phase Shift Keying*

RIF : *Réponse Impulsionnelle Finie*

RSB : *Rapport Signal Sur Bruit*

SFB : *Synthesis Filter Bank*

TDMA : *Time Division Multiple Access*

TFDI : *Transformées de Fourier Discrète Inverse*

TMUX : *TransMultipleXeur*

UWB : *Ultra Wide Bande*

WLAN : *Wireless Local Area Network*

WMAN : *Wireless Metropolitan Area Network*

ZP : *Zéro-Padding*

Table des matières :

Résumé	I
Remerciement.....	III
Dédicace.....	IV
Table des abréviations.....	VI
Table des matières	Erreur !
Signet non défini.	
Liste des figures.....	
Erreur ! Signet non défini.	
Introduction générale.....	
Erreur ! Signet non défini.	
Chapitre 1 Introduction et état de l'art.....	
Erreur ! Signet non défini.	
1.1 Introduction	1
1.2 Canal Radio-Mobile	1
1.2.1 Canal à trajets multiples	1
1.2.2 Caractéristiques du canal de transmission	3
1.2.2.1 La dispersion des retards	3
1.2.2.2 La dispersion fréquentielle	4
1.2.3 Caractéristiques du canal multi trajets	5
1.2.3.1 atténuations	5
1.2.3.2 sélectivités en fréquence	5
1.3 Introduction aux modulations multi-porteuses	7
1.3.1 Définition de modulations multi-porteuses	7
1.3.2 Principe de modulations multi porteuses	8

1.3.3	Notion d'orthogonalité	9
1.3.3.1	Rappel mathématique	9
1.3.3.2	L'Orthogonalité.....	10
1.4.1	Communication OFDM	11
1.4.2	Principe	11
1.4.3	Interférences entre symboles (ISI)	12
1.4.4	Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ)	14
1.4.5	L'OFDM et la FFT	15
1.4.6	Avantages et inconvénients de l'OFDM	17
1.5	Conclusion	18
Chapitre 2 Filter Bank based MultiCarrier FBMC		19
2.1	Introduction	20
2.2	Définition de FBMC	20
2.3	Modulation multi-porteuse des banques de filtres	20
2.4	Signal FBMC	21
2.5	Principe du système FBMC-OQAM	21
2.5.1	Le bloc pré/post-traitement OQAM	22
2.5.1.1	Pré-traitement OQAM	22
2.5.1.2	Post-traitement OQAM	23
2.5.2	Banc de filtre	24
2.5.3	Banc de filtre multi cadence	25
2.5.4	Structure polyphasé	28
2.6	Principe de fonctionnement	28
2.7	Avantage est inconvénient	29
2.8	Différences entre les techniques OFDM et FBMC multi-transporteurs	30
2.10	Conclusion	32

Chapitre 3 simulation et résultat.....	
3.1 Introduction	35
3.2 MATLAB	35
3.3 Description du programme de la modulation FBMC	35
3.3.1 Initialisation des paramètres de modulation par le constructeur de la classe	35
3.4 Le principe de la modulation FBMC.....	36
3.4.1 La partie émission	36
3.4.1.1 Filtres prototypes	37
3.4.2 La partie réception	42
3.5 Comparaison entre les filtres prototype utilisé	43
3.6 Densité spectrale de puissance de FBMC	44
3.7 Rapport signal sur interférence (SIR)	45
3.8 Le taux d'erreur binaire (BER)	46
3.8.1 Influence de l'ordre de filtre prototype	47
3.8.2 Influence de la longueur (FFT)	48
3.8.3 Influence de l'intervalle de garde	49
3.9 Conclusion	50
Conclusion générale	51

Liste des figures

Figure 1.1 Scénario typique de propagation radio-mobile	1
Figure 1.2 Illustration de la sélectivité en fréquence d'un canal	7
Figure 1.3 Spectre d'un signal multi-porteuse avec la réponse du canal	8
Figure 1.4 Schéma générale d'une modulation multi-porteuse	9
Figure 1.5 Exemple d'une base orthogonale	10
Figure 1.6 Spectre en sortie du modulateur OFDM	10
Figure 1.7 OFDM : émission/réception	12
Figure 1.8 Elimination des ISI par l'intervalle de garde	12
Figure 1. 9 Les différents intervalles de garde	13
Figure 1.10 Modulateur MAQ-M	14
Figure 1.11 Spectre de 4 sous-porteuses dans un système OFDM	16
Figure 1.12 Système OFDM basé sur la FFT	16
Figure 2.1 structure générale du système FBMC/OQAM	22
Figure 2.2 Prétraitement OQAM	23
Figure 2.3 post-traitement OQAM	24
Figure 2.4 Schéma d'un banc de filtres M-bandes	25
Figure 2. 5 schéma fonctionnel généralisé des bancs de filtre multi cadence	25
Figure 2.6 Opération de sous-échantillonnage	26
Figure 2.7 Un dispositif de décimation	26
Figure 2.8 sous-échantillonnage par $N=2$	27
Figure 2.9 Opération de sur échantillonnage	27
Figure 2.10 un dispositif d'interpolation	27
Figure 2.11 sur-échantillonnage par la $N=2$ (L'insertion des échantillons d'une valeur zéro dans le domaine temporel)	27
Figure 2.12 Schéma fonctionnel de banque de filtres multi-porteuse (FBMC)	29

Figure 2.14 Comparaison de la complexité de calcul de FBMC et OFDM en termes de réponses en amplitude.	32
Figure 2.15 Comparaison de la complexité de calcul de FBMC et OFDM en termes de réponses en amplitude.....	32
Figure 3.1 : Schémas synoptiques de l'émetteur du système FBMC.....	37
Figure 3.2 : Schémas synoptiques de récepteur du système FBMC.	42
Figure 3.3 : Réponse temporelle des filtres prototypes.....	43
Figure 3.4 : Réponse fréquentielle des filtres prototypes	44
Figure 3.5 : Densité spectrale de puissance (a) et la puissance d'émission dans le temps (b) du filtre Hermite	45
Figure 3.6 : Les résultats de calculs de SIR	46
Figure 3.7 : BER en fonction du SNR en variation du facteur k.....	47
Figure 3.8 : Efficacité spectrale de la forme d'onde OFDM et FBMC en variation de K47	
Figure 3.9 : BER en fonction du SNR en variation NFFT	48
Figure 3.10 : Efficacité spectrale de la forme d'onde OFDM et FBMC en variation du NFFT.....	48
Figure 3.11 : Influence de l'intervalle de Gard sur le BER.....	49
Figure 3.12 : Influence de l'intervalle de guard sur l'efficacité spectrale.....	49

Introduction générale

De nos jours, dans un monde de très grande mobilité la vitesse et la capacité des systèmes de communication sont des éléments important, pour cela les chercheurs veulent toujours le meilleur pour l'avenir des communications sans fil.

Dans les réseaux sans fils moderne, qui s'appuient sur la modulation multi-porteuse, les trajets multiples influents énormément sur le signal transmis. Une baisse en puissance du signal émis ou encore un décalage par une variation de la puissance du signal mesurée, et constaté a la réception du signal. Ce phénomène d'atténuation de fréquence est connu sous le nom de sélectivité de fréquence dans la modulation multi-porteuse, ce problème a poussé les chercheurs allés vers le Multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence OFDM. Cette dernière présente les avantages suivants:

- implémentation efficace a base de la transformée de Fourier rapide notée FFT : Fast Fourier Transform.

- Robustesse aux effets des trajets multiples en utilisant un préfixe cyclique (CP).

- Une meilleure robustesse aux effets des trajets multiples par le contrôle du préfixe cyclique

- Egalisation simple par l'utilisation de coefficient pour chaque porteuse.

- Une efficacité spectrale permettant un meilleur recouvrement entre les spectres des différentes porteuses.

Néanmoins, en dépit malgré ses avantages, l'OFDM présente un certain nombre d'inconvénients, notamment par l'ajout de préfixe cyclique. Ce dernier, provoque une perte en l'efficacité spectrale due à la reproduction de quelques symboles déjà transmis. En effet cela peut réduire considérablement l'efficacité spectrale.

Pour y remédier a ce problème, les chercheurs ont proposé d'utiliser les bancs de filtre dans la modulation multi-porteuse.

Une meilleur efficacité spectrale peut obtenue par l'utilisation de la modulation multi-porteuse à base des bancs de filtres FBMC (dans laquelle est conçu pour les futures générations mobile du 5ème génération 5G), grâce à l'implémentation du filtre prototype bien localisé dans l'espace temps /fréquence et aussi grâce a l'absence du préfixe cyclique.

Le mémoire est composé de trois chapitres : Dans le premier chapitre nous allons rappeler les canaux multi-trajet, le phénomène de sélectivité et la modulation OFDM en commençant par présenter les notions de base, on s'intéresse par la suite à ses problèmes. Dans le second chapitre, on se concentre à l'étude des modulations FBMC/OQAM et leurs principes, passent par les bancs de filtre multi-cadence, les structures polyphasées, et nous allons terminer par une comparaison entre les deux modulations OFDM et FBMC.

Dans le dernier chapitre, on va traiter les différents concepts tels que la DSP, aussi nous allons étudier l'influence de plusieurs paramètres comme (l'ordre du filtre prototype, la longueur de FFT et la présence de l'intervalle de garde) sur le taux d'erreur binaire BER.

Chapitre 1

Modulation multi-porteuses

OFDM

Chapitre I

1.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la technologie OFDM, une technique de transmission de donnée analogique qui représente aussi une solution efficace pour lutter contre les effets des trajets multiples. La technique OFDM divise la bande du système en un grand nombre de porteuse individuelles appelés sous-porteuse, ces dernières sont dites orthogonale car pour une transmission idéale, un symbole transmis sur une sous porteuse peut être démodulé sans interférence de la part des sous porteuse adjacentes [1].

1.2 Canal Radio-Mobile

1.2.1 Canal à trajets multiples

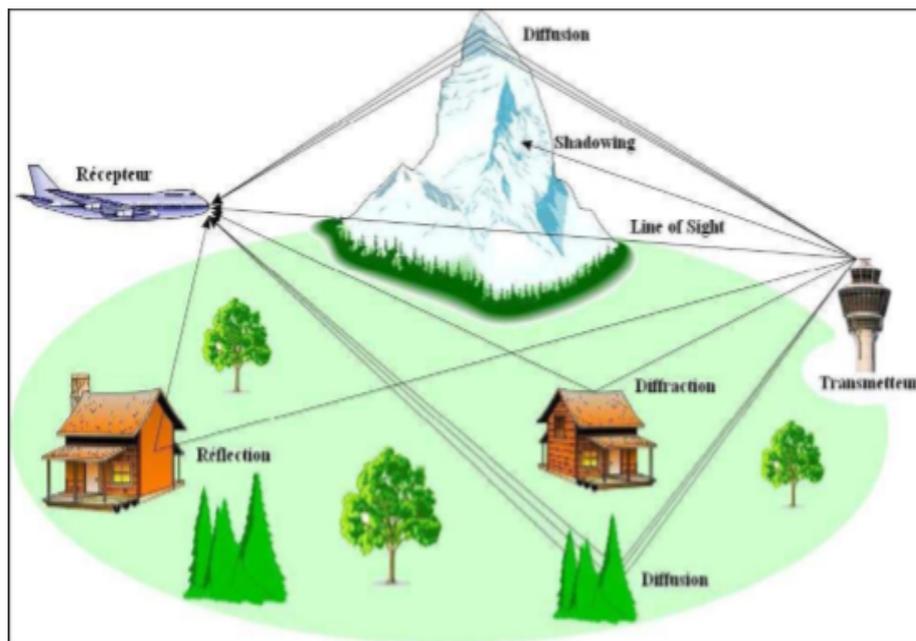


Figure 1.1 Scénario typique de propagation radio-mobile [23]

La figure 1.1 représente un exemple de scénario typique de propagation radio-mobile en milieu rural, de la station de base vers le mobile. En communication sans fils Les mécanismes de propagation qui se produisent, sont:

– **la réflexion:** elle se produit lorsqu'une onde électromagnétique rencontre des surfaces lisses de très grandes dimensions par rapport à sa longueur d'onde, telle que les murs les bâtiments ou la surface de la terre.

Chapitre I

– **la diffraction** : ce mécanisme de propagation se produit quand un obstacle épais et de grande dimension par rapport à sa longueur d’onde obstrue l’onde électromagnétique entre l’émetteur et le récepteur. Comme résultat nous constatons la génération d’onde secondaire qui se propage derrière l’obstacle (“shadowing”).

– **la diffusion (“scattering”)** : Ce phénomène se produit lorsque l’onde rencontre un obstacle dont l’épaisseur est de l’ordre de grandeur de sa longueur d’onde, comme exemple les feux de circulation et l’éclairage public. L’énergie est dispersée dans toutes les directions dans ce cas.

Dues à la distance, le signal transmis doit faire face aux pertes de propagation, ces pertes sont aussi dues aux atténuations induites par les obstacles qu’il trouve sur son parcours ainsi qu’aux évanouissements (Fading) suscités par l’existence de trajets multiples. Pour cela le signal reçu est une combinaison de plusieurs trajets dont les déphasages, décalages Doppler, les amplitudes et les retards différents. Le canal radio mobile est donc un canal fluctuant à trajet multiples. D’une manière générale, l’évanouissement (Fading) est le phénomène qui se traduit par une variation de la puissance du signal mesurée à la réception, en fonction de la distance qui sépare l’émetteur du récepteur ou en fonction du temps. [2]

Avant d’entamer plus profondément le principe des modulations multi-porteuses, voici quelques caractéristiques du canal pour lequel ce type de modulations est intéressant. Les premières applications ont concerné la diffusion du son numérique dans le canal radio mobile : c’est l’exemple de ce canal que nous prenons, en n’omettant pas le fait que le modèle de ce canal peut aussi s’appliquer à d’autres canaux très perturbés. [5]

A cause des dispersions et des réflexions sur les obstacles du milieu de propagation, le signal reçu $r(t)$ est composé par une superposition de L versions retardées et atténuées du signal émis $s(t)$ Le signal reçu s’écrit comme suit :

$$r(t) = \sum_{i=1}^L h_i(t) s(t - \tau_i(t)) \quad (1.1)$$

Où

- L représente nombre de trajets.
- $\tau_i(t)$ est le retard de propagation associé au $i^{\text{ème}}$ trajet.
- $h_i(t)$ est le gain complexe associé au $i^{\text{ème}}$ trajet.

Chapitre I

On en déduit alors la forme de la réponse impulsionnelle du canal physique en bande de base :

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^L h_i(t) \delta(t - \tau_i(t)) \quad h(t, \tau) = \sum_{i=1}^L h_i(t) \delta(t - \tau_i(t)) \quad (1.2)$$

1.2.2 Caractéristiques du canal de transmission

La complexité de calcul des opérations de modulation/démodulation et la qualité de transmission sont essentiellement les caractéristiques qui définissent l'évaluation des systèmes de transmission. D'autre part, les grandeurs permettent de quantifier la qualité de la transmission sont :

- 1) **Le taux d'erreur binaire (TEB)** : sert à mesurer la fréquence à laquelle les erreurs se produisent, plus précisément il représente le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total des bits émis.
- 2) **Erreur quadratique moyenne (EQM)** : désigne l'écart moyen entre les symboles émis et les symboles reçus.
- 3) **L'efficacité spectrale** : mesure le débit binaire par unité de temps de fréquence pour une transmission de q bits sur une durée et une largeur de bande B allouée à la transmission. l'efficacité spectrale est représentée le rapport $q / \beta T_s$ et le débit binaire par le rapport q / T_s .
- 4) **Le rapport signal sur bruit (RSB)** : généralement considéré en transmission numérique comme paramètre d'entrée du récepteur pour lequel on va évaluer la qualité du message numérique restitué, il permet ainsi de qualifier la sensibilité du récepteur aux perturbations subies par le signal lors du passage dans le canal. Le RSB est déterminé par le rapport E_b / N_0 avec E_b l'énergie moyenne par bit du signal modulé et N_0 la densité spectrale de puissance du bruit blanc à l'entrée du récepteur [2].

1.2.2.1 La dispersion des retards

Dans réalité les trajets réfléchis sont plus longs que le trajet direct, en d'autres qu'ils atteignent l'émetteur plus tard que le trajet direct. Les signaux provenant de la même émission arrivent donc au niveau du récepteur avec des retards différents. On peut calculer la dispersion de retard selon la formule simplifiée suivante :

Chapitre I

$$\text{Dispersion des retards} = \frac{\text{Trajet le plus long} - \text{Trajet le plus court}}{\text{célérité de la lumière}} \quad (1.3)$$

L'importance d'étalement des retards est la façon dont elle affecte l'interférence entre symbole (ISI). Par exemple si la durée du symbole est assez longue par rapport à l'étalement des retards (typiquement 10 fois plus grande seraient assez bonnes), on peut espérer un canal ISI sans équivalent. La correspondance avec le domaine de fréquence est la notion de bande de cohérence (CB), qui est la bande passante sur laquelle le canal est supposé plat. Largeur de bande de cohérence est liée à l'inverse de l'étalement des retards. Le plus court l'étalement des retards, plus est la largeur de bande de cohérence. Retard propagation est un impact significatif sur l'interférence entre symboles.

1.2.2.2 La dispersion fréquentielle

Il faut noter que les dispersions fréquentielles sont liées au mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur. Ces mouvements provoquent l'effet doppler qui représente le décalage fréquentiel du spectre des signaux émis. Cet effet doppler dépend de la vitesse relative de déplacement, pour un signal émis à la fréquence f_c nous aurons une fréquence de réception f_r au niveau de récepteur, qui représente la somme de la fréquence émise f_c et le décalage Doppler f_d . $X(z)$

$$f_r = f_c + f_d \quad (1.4)$$

f_d Dépendra de la vitesse v de déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur et l'angle θ d'incidence de l'onde reçue :

$$f_d = v/c \cos \theta \quad (1.5)$$

Où c désigne la célérité de la lumière. Selon cette équation, la bande fréquentielle sur laquelle évolue la fréquence de décalage doppler appelée étalement doppler ou bande doppler est égale à :

$$B_d = 2f_{d_{\max}} \text{ avec } f_{d_{\max}} = v f_c / c \quad (1.6)$$

Où $f_{d_{\max}}$ désigne la fréquence doppler maximale. [2]

Chapitre I

1.2.3 Caractéristiques du canal multi trajets

Dans le cas d'un mobile simple de canal à l'issue duquel le récepteur reçoit la somme du signal émis et de signaux ayant subi des échos donc retardés de τ_i d'amplitude h_i . La réponse impulsionnelle s'écrit :

$$h(t) = \sum_i h_i \delta(t - \tau_i) \quad (1.7)$$

Sa fonction de transfert représente comme suit:

$$H(f) = \sum_i h_i e^{-2j\pi f \tau_i} \quad (1.8)$$

1.2.3.1 atténuations

C'est la baisse dans la puissance du signal lors de sa transmission d'un point à un autre elle peut être provoquée par :

-les obstructions dans le chemin et les effets par trajets multiples .tous les objets qui obstruent la visibilité directe du signal (LOS : ligne of sight) de l'émetteur vers le récepteur peuvent provoquer de l'atténuation.

-la longueur du chemin de transmission.

-masquage du signal : le masquage peut se produire dans le cas où nous avons un obstacle entre l'émetteur et le récepteur. Généralement ces obstacles se sont des bâtiments et des collines. Les signaux radio se diffractent en dehors des frontières des obstructions ce qui va empêcher le masquage derrière les collines et les bâtiments. Le masquage représente le facteur environnemental le plus important en ce qui concerne l'atténuation. [5]

1.2.3.2 sélectivités en fréquence

Lorsque la durée du symbole transmis T_s n'est pas faible relativement au temps de cohérence, on peut dire que le canal est sélectif en temps. Et quand la largeur de bande du signal n'est pas faible par rapport à la bande de cohérence B_c du canal, Il est donc sélectif en fréquence. Dans ce cas, certaines fréquences du signal sont atténuées différemment que d'autres. [6]

Chapitre I

La différence entre le trajet le plus long et le plus court représente l'étalement des retards et est noté τ_R . Afin de connaître qu'il ya ISI (InterSymbol Interference) ou non, on va comparer la durée d'un symbole T_s avec le τ_R . On définit B_c en tant que largeur de bande de cohérence de canal, elle désigne la plage de la fréquence pendant laquelle le signal est considéré comme constant et on note $B_c = 1 / \tau_R$.

-Domaine temporelle :

Tant que τ_R est grand, la longueur de trajet est grande aussi, par contre la bande de cohérence est très petite, ceci est expliqué par l'existence des atténuations, plus précisément, c'est le phénomène de sélectivité en fréquence et on parle ici de canaux sélectifs en fréquence.

Afin de montrer comment un canal sélectif en fréquence affecte le signal transmis, on prend en considération la transmission mono-porteuse du signal suivant :

$$x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} s_n h(t - nT_s) \quad (1.9)$$

Avec

s_n : C'est les symboles élémentaires

h : Le filtre d'émission Demi-Nyquist

Si τ_R est très petit devant T_s , il y aura interférence entre deux symboles consécutifs cela implique des interférences importants $\Delta_f = 1/T_s$

-Dans le Domaine fréquentielle :

On compare la bande de cohérence et la bande passante

Si $B_c < \Delta_f$ le signal transmis sera atténué donc il aura sélectivité en fréquence

Chapitre I

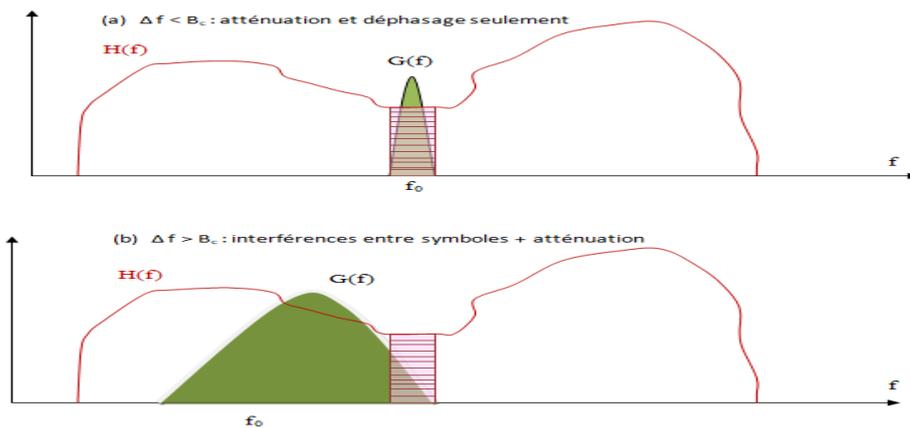


Figure 1.2 Illustration de la sélectivité en fréquence d'un canal [7]

- pour éliminer les ISI il y a deux solutions :
 1. augmentation de la durée symbole T_s que soit $T_s > \tau_R$
 2. filtrage des signaux reçu avec l'inverse de la réponse du canal, Cette méthode a l'avantage de fonctionner sur les canaux évoluée dans le temps moins complexité au niveau du récepteur (nécessite l'estimation du canal)
- Pour contrer les effets négatifs des canaux sélectifs en fréquence et pour éviter les inconvénients des solutions précédentes, les modulations multi-porteuses proposent d'augmenter la durée du symbole transmis tout en gardant le même débit que les modulations mono-porteuses. [7]

1.3 Introduction aux modulations multi-porteuses

1.3.1 Définition de modulations multi-porteuses

Les techniques qu'on appelle multi porteuses consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence. Le gain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en orthogonalisant les porteuses ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits performants de transformée de Fourier rapide. Le multiplexage en fréquence est bénéfique pour les transmissions dans des canaux sélectifs en fréquence qui comportent des trajets multiples. C'est pourquoi on trouve cette technique dans les normes de diffusion du son numérique dans des mobiles DAB de télévision numérique terrestre, DVB-T de communications numériques hauts débits, MTC, ADSL. Suivant les applications, cette technique se nomme OFDM [2] (décrite en suivant)

Chapitre I

1.3.2 Principe de modulations multi porteuses

Dans le cas d'un canal à trajet multiples les techniques de modulation classique sont sensibles aux IES (interférences entre symboles). Pour compenser cet effet négatif, des processus d'égalisation sont utilisés. Cependant leur mise en place s'est avérée d'une grande complexité surtout lorsque le canal varie beaucoup dans le temps ou suivant la fréquence du signal. Les techniques de modulations multi porteuses sont donc apparues pour remédier à ce problème en éliminant les IES en simplifiant l'égalisation. L'information est alors répartie sur un grand nombre de sous porteuses. Ainsi dans un canal de transmission avec des chemins multiples ou certaines fréquences seront détruites à cause de la combinaison destructive de chemins, le système sera tout de même capable récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui n'auront pas été affectées. [3]

La modulation multi porteuses consiste à diviser la bande de fréquence Δf à N sous bandes centrées sur des fréquences dites sous-porteuses (voir Figure 1.3), chaque une modulée par un symbole élémentaire transmis en parallèle, les sous bandes de fréquence seront plus étroites et plus petites que B_C .

Dans le domaine temporel, ceci est équivalent à augmenter la durée du symbole $T_S \gg \tau_R$, Les interférences entre symboles sont ainsi réduites.

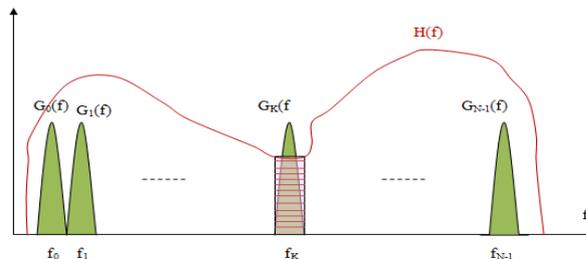


Figure 1.3 Spectre d'un signal multi-porteuse avec la réponse du canal [7]

Le schéma général d'une modulation multi-porteuse est montré dans la Figure 1.4. Les symboles élémentaires sont regroupés par groupes de N et sont transmis en parallèle via les N sous-porteuses f_0, f_1, \dots, f_{N-1} . Le bon choix des filtres d'émission $g_T(t)$ et de réception $g_R(t)$ et de l'espace entre les sous-porteuses joue un rôle important dans la restitution des signaux à la réception. Ce choix varie selon la technique multi-porteuses utilisée et influence sur l'efficacité spectrale et sur le niveau des interférences entre porteuses (Intercarrier Interference ou ICI). En effet, il y a des modulations qui permettent un chevauchement entre les différents sous-canaux, ce qui augmente leur efficacité spectrale par rapport aux

Chapitre I

techniques qui exigent une bande de garde pour pouvoir récupérer le signal transmis correctement.

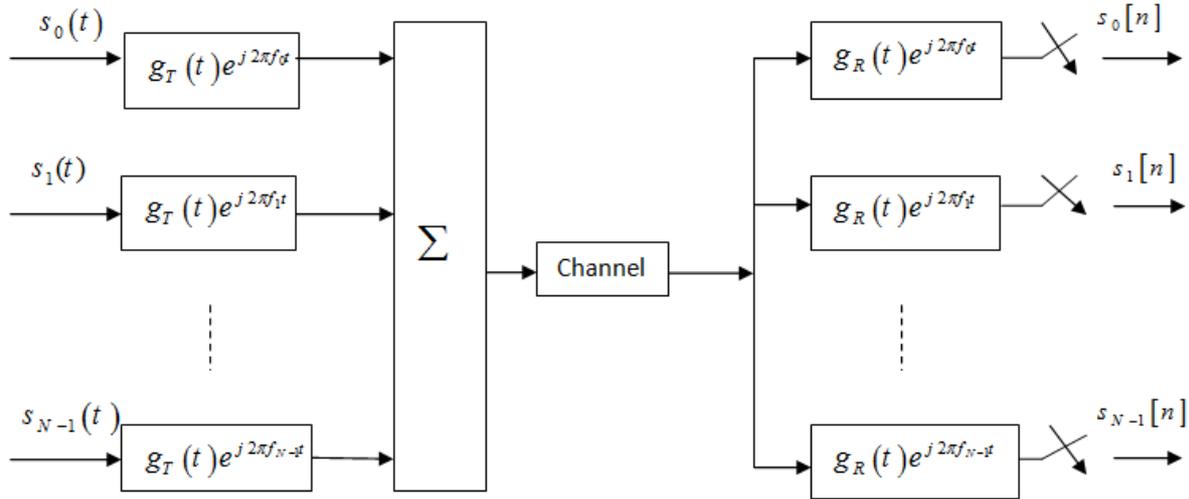


Figure 1.4 Schéma générale d'une modulation multi-porteuse [7]

Les techniques multi-porteuses permettant le chevauchement des sous-canaux utilisent la notion de porteuses orthogonales pour rendre leur séparation possible à la réception. Ces porteuses sont plus ou moins sensibles aux interférences selon le type de filtre d'émission utilisé. Ainsi, un filtre bien localisé en fréquence permettra de réduire les ICI mais aboutira à un système plus complexe à mettre en œuvre. Il serait donc souhaitable de faire un compromis entre le choix d'un "bon" filtre d'émission et la réduction de la complexité du système. [7]

1.3.3 Notion d'orthogonalité

1.3.3.1 Rappel mathématique

On définit l'orthogonalité de deux fonctions $f(t)$ et $g(t)$ dans l'intervalle $[a, b]$ par la relation suivante :

$$\int_a^b f(t) \cdot g(t) dt = 0 \quad (1.10)$$

Cela signifie que ces deux fonctions sont disjointes sur le segment $[a, b]$. Pour réaliser une base orthogonale à N dimension, il suffit de trouver N fonctions orthogonales deux à deux comme le montre la figure (1.5), un ensemble de N fenêtres

Chapitre I

rectangulaires régulièrement espacées d'un intervalle sur l'axe des temps constitue une base orthogonale.

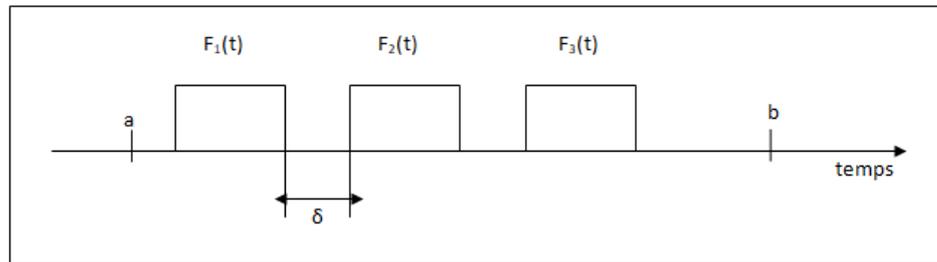


Figure 1.5 Exemple d'une base orthogonale [5]

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et de les détecter sans interférences. [5]

1.3.3.2 L'Orthogonalité

La technique de modulation OFDM autorise un fort recouvrement spectral entre les sous porteuses. Cependant, les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité dans les domaines temporel et fréquentiel au même temps pour un bon fonctionnement. L'orthogonalité se réalise si l'espace entre deux fréquences adjacentes $f_n = 1/T_n$ figure (1.6). En effet chaque symbole moduler par une porteuse pendant une fenêtre rectangulaire de durée temporelle, sinus cardinal représente sous spectre en fréquence.

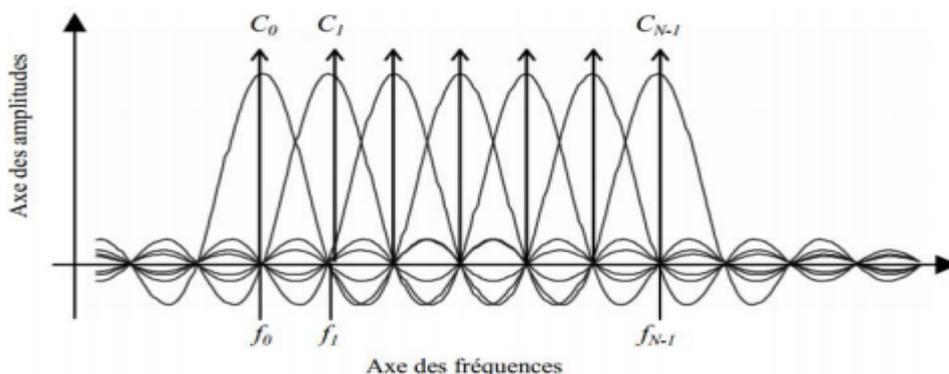


Figure 1.6 Spectre en sortie du modulateur OFDM [24]

Ainsi, il n'existe pas des interférences avec les autres sous porteuse, c'est ce qui permet recouvrement de spectre des différentes porteuses et une occupation optimale du

Chapitre I

spectre. En doit choisir le nombre de sous porteuse N a fin qui remplir les deux conditions primordiales $T_s \gg T_m$ afin de pouvoir considérer le canal plat, et $T_s \ll 1/B_d$. [2]

Cette solution proposée par l'OFDM s'avère très simple et efficace pour assurer une bonne séparation entre les sous-porteuses à la réception.

1.4 System OFDM

Une des solutions utilisées pour transmettre un signal à travers un canal sélectif en temps et en Fréquence, sans interférence entre symboles, est de choisir la largeur de bande du signal plus grande que la largeur de la bande Doppler et plus faible que la largeur de la bande de cohérence du canal. Ces hypothèses correspondent à la définition d'un signal bande étroite à faible débit. Pour réaliser une transmission à haut débit, il est alors nécessaire de transmettre un grand nombre de ces signaux bande étroite sur des porteuses situées en fréquence aussi proches que possible les unes des autres. Tel est le principe de base des systèmes de transmissions multi-porteuses dont fait partie l'OFDM. [9]

1.4.1 Communication OFDM

La transmission multi porteuse OFDM est une technique de modulation utilisée dans des systèmes audiovisuels. Cette modulation a été très sollicitée ses dernières années et elle a été proposée dans plusieurs normes de télécommunications, à titre d'exemple, citons les réseaux locaux (WLAN - Wireless Local Area Network) IEEE 802.11 et les réseaux métropolitains (WMAN - Wireless Metropolitan Area Network), soit l'IEEE 802.16 et le LTE (Long Term Evolution). [10]

1.4.2 Principe

Le principe de l'OFDM consiste à diviser sur un grand nombre de sous-porteuses le signal numérique à transmettre. Comme si l'on combinait le signal à transmettre sur un grand nombre de systèmes de transmission indépendants, de fréquences porteuses différentes. L'OFDM utilise des fréquences porteuses orthogonales Les signaux des différentes porteuses se chevauchent, mais grâce à l'orthogonalité elles n'interfèrent pas entre elles. Ainsi dans un canal de transmission avec des chemins multiples où certaines fréquences seront détruites à cause de la combinaison destructive de chemins, le système OFDM sera tout de même capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui n'auront pas été détruites. Chaque porteuse est modulée indépendamment en utilisant des modulations

Chapitre I

numériques : BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), QAM-16 (Quadrature Amplitude Modulation), QAM-64. [10]

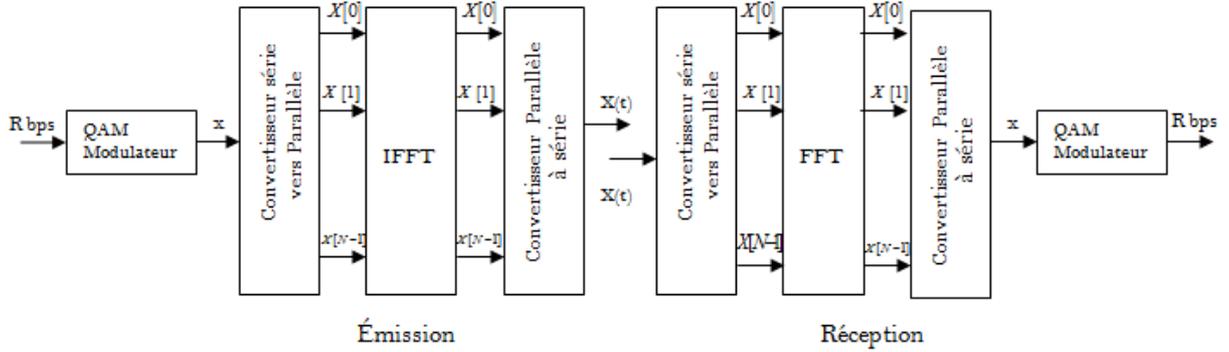


Figure 1.7 OFDM : émission/réception [10]

1.4.3 Interférences entre symboles (ISI)

les interférences entre symboles sont dues au comportement multi-trajet du canal , le signal reçu provenant de la contribution du trajet direct et des trajets multiples introduisant des déphasages et des retards ,ces derniers pouvant être de même ordre de grandeur que la durée d'un symbole. Pour remédier à ce problème on ajoute entre deux trames OFDM un préfixe ou intervalle de garde, dont la durée Δf doit être supérieure au retard maximum des signaux issus des trajets indirect. [5]

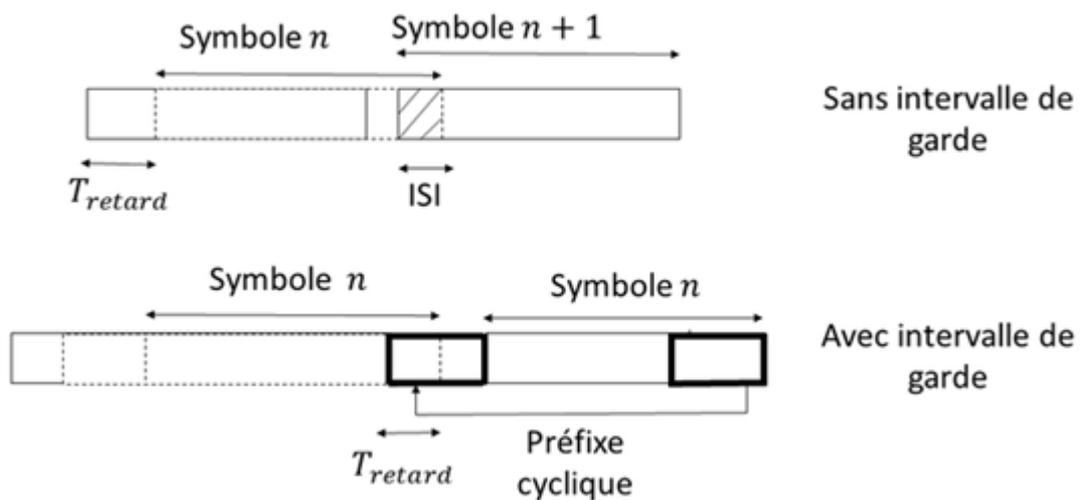


Figure 1.8 Elimination des ISI par l'intervalle de garde [25]

Chapitre I

Trois types d'intervalle de garde :

CP : Est une technique qui consiste à insérer une copie d'un bloc d'information à transmettre en amont de la trame. Plus clairement, il s'agit de récupérer une partie des informations à transmettre et d'insérer ces informations en début de trame appelé cyclicprefix (CP-OFDM) ce que j'utilise comme intervalle de garde à la modulation OFDM

ZP : Insérer des zéros au lieu d'intervalle de garde et aucun signal est transmise pendant l'intervalle de garde, appeler zéro-padding (ZP-OFDM)

KSP : Où l'intervalle de garde est constitué de symboles pilotes, cette technique d'intervalle de garde peut être utile pour résoudre l'ambiguïté de synchronisation temporelle qui se produit avec d'autres techniques d'intervalle de garde. [2]

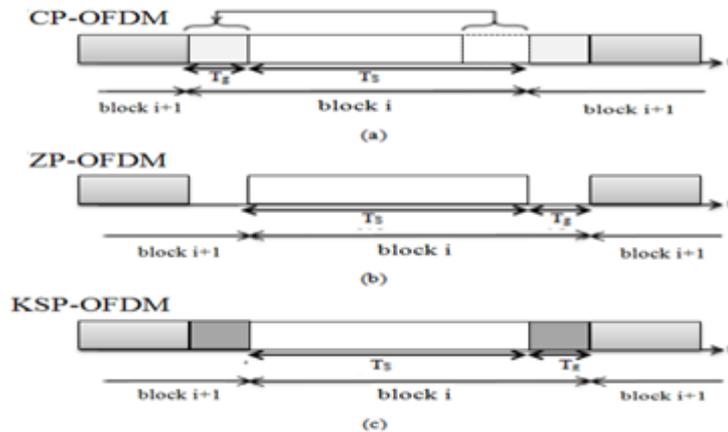


Figure 1. 9 Les différents intervalles de garde [11]

Remplissage des zéros

C'est une méthode qui consiste à insérer dans l'intervalle de garde des zéros à la place du préfixe ou suffixe cyclique. Cette approche est utilisée dans le système ultra wide bande UWB. Lorsque l'intervalle de garde est rempli par des zéros, la longueur du symbole OFDM est plus courte que dans les cas d'attribution de préfixe cyclique et suffixe cycliques. Aussi la longueur de la fenêtre rectangulaire de transmission est plus courte que pour le cas contenant les préfixes et suffixes cycliques, on aboutit à un spectre correspondant plus large. Le débit est de $T_{eff} / T_{total} = T_{eff} / (T_{eff} + T_{cp})$ à cause de l'intervalle de garde. T_{total} Est la durée du symbole OFDM ajouté de l'intervalle de garde. [11]

Chapitre I

1.4.4 Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ)

Les modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ) sont aussi appelées par leur abréviation anglaise : QAM pour "Quadrature Amplitude modulation". C'est une modulation dite bidimensionnelle.

Le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire :

$$m(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_c t + \phi_0) \quad (1.11)$$

Et les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k \cdot g(t - kT) \quad (1.12)$$

Le signal modulé $m(t)$ est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$.

Modulation et démodulation :

Lorsque le signal $m(t)$ est obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants, cela simplifie le modulateur et le démodulateur. [5]

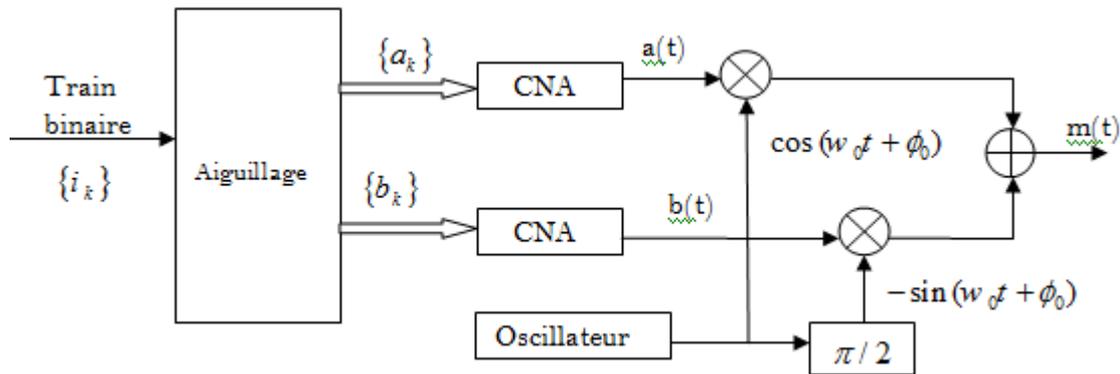


Figure 1.10 Modulateur MAQ-M [5]

OFDM/OQAM

L'acronyme OFDM recouvre souvent deux types de modulation différents. Dans le premier, chaque porteuse est modulée en utilisant une modulation d'amplitude en quadrature (MAQ). Dans ce schéma, également appelé OFDM / QAM, les symboles QAM ont la forme d'une fenêtre rectangulaire. Dans une deuxième catégorie de systèmes OFDM, également appelée MAQ multiplexée orthogonalement dans (O-QAM) ou OFDM avec décalage QAM

Chapitre I

dans (OFDM / OQAM), la modulation utilisée pour chaque sous-porteuse est un décalage QAM décalé. (OQAM). Les schémas de modulation OFDM / QAM et OFDM / OQAM garantissent théoriquement une orthogonalité et une efficacité spectrale maximale et identique. De plus, dans la pratique, ils peuvent être implémentés grâce à la transformée de Fourier discrète (DFT). Une différence importante provient du fait que OFDM / OQAM, contrairement à OFDM / QAM, permet l'introduction d'une mise en forme efficace des impulsions, qui la rend moins sensible au décalage de fréquence dû au canal de transmission et au récepteur. Par conséquent, si OFDM / QAM constitue le noyau de modulation du célèbre système appelé OFDM codé (COFDM), OFDM / OQAM est maintenant présenté comme un bon candidat pour obtenir des débits plus élevés sur les canaux sans fil. [5]

1.4.5 L'OFDM et la FFT

Système basé sur la FFT

Dans un système OFDM avec N sous-porteuses et un symbole de durée T , f_0 la fréquence initiale et les fréquences de sous-porteuses, f_n , sont choisies tel que:

$$f_n = f_0 + \frac{n}{T} \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (1.13)$$

Et la fonction de base est choisie tel que sinon

$$g_n(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_0 t} & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.14)$$

Le signal OFDM, $s(t)$, transmis est donné par la modulation des fonctions de base, $g_n(t)$, par les symboles à transmettre, S_n d'alphabet complexe fini

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S_n \cdot g_n(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (1.15)$$

Si les fréquences de sous-porteuses et les fonctions de bases sont choisies selon les équations (1.13) et (1.14), le spectre de fréquence de $s(t)$ consistera d'un chevauchement mutuel des sous-porteuses orthogonales, comme illustré à la figure (1.11)

Chapitre I

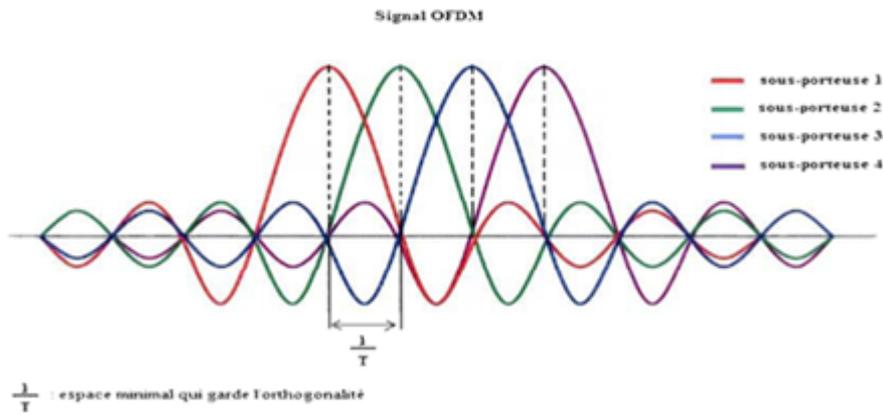


Figure 1.11 Spectre de 4 sous-porteuses dans un système OFDM [26]

Dans le récepteur, le signal reçu $r(t)$ est corrélé avec les conjugués complexes de chaque fonction de base dans le but de récupérer les symboles transmis. Par exemple, l'estimé de S_m est récupéré en corrélant $r(t)$ par $g_m^*(t)$ d'après:

$$\hat{S}_m = \frac{1}{T} \int_0^T r(t) \cdot g_m^*(t) dt \quad (1.16)$$

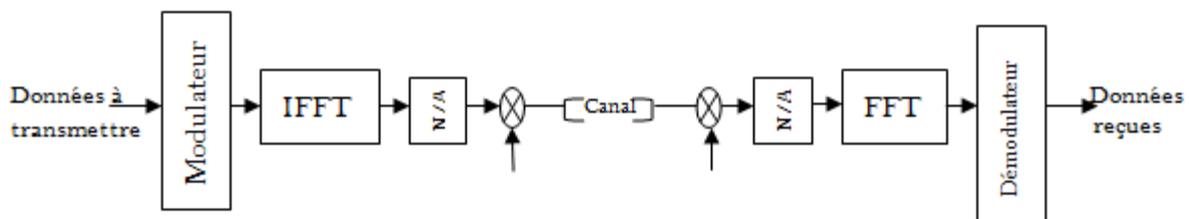


Figure 1.12 Système OFDM basé sur la FFT [8]

La figure (1.12) représente un système OFDM simplifié. Dans la pratique, les systèmes OFDM sont implémentés en utilisant une combinaison de blocs FFT (Fast Fourier Transform) et l'IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) qui sont mathématiquement équivalentes à la TFD (Transformées de Fourier Discrète) et la TFDI (Transformées de Fourier Discrète Inverse), respectivement, mais plus efficace en terme de réduction de la complexité de calcul à mettre en œuvre. On a dans la partie émission, l'IFFT est utilisée puisque qu'on passe du domaine fréquentiel au domaine temporel. Au niveau de l'émetteur, le système OFDM traite les symboles de la source (par exemple, des symboles QPSK ou QAM) dans le domaine fréquentiel. Ces symboles sont utilisés comme entrées du bloc IFFT qui amène le signal dans le domaine temporel. Le block IFFT prend ces N symboles à la

Chapitre I

fois, N étant le nombre de sous-porteuses dans le système. Chaque symbole d'entrée a une période T appelé période de symbole. [8]

1.4.6 Avantages et inconvénients de l'OFDM

Les techniques de modulation OFDM offrent plusieurs avantages par rapport aux méthodes de modulation conventionnelle à une seule porteuse. Un grand avantage de l'OFDM est sa simplicité due à l'utilisation d'IFFT (Inverse Fast Fourier Transform). L'OFDM est basée sur la répartition de l'information à transmettre sur un grand nombre de sous porteuses orthogonales modulées à bas débit binaire de façon à rendre le canal radio mobile non dispersif en temps et non sélectif en fréquence. Cette technique réside dans le chevauchement du spectre des différentes sous porteuses produisant une efficacité spectrale optimale. L'OFDM est une solution efficace au problème d'interférence inter-symboles (ISI) dans des canaux radio mobiles, grâce à l'insertion d'un intervalle de garde après chaque symbole utile. Cet intervalle a pour effet d'absorber l'effet multi trajets du canal et de maintenir la condition d'orthogonalité des sous porteuses au récepteur. La procédure de conservation d'orthogonalité pour l'OFDM est beaucoup plus simple Comparée aux techniques de CDMA ou de TDMA (Time Division Multiple Access).

L'OFDM peut être employée dans des applications à grande vitesse de multimédia avec un faible coût de service. La solution OFDM utilise d'une façon optimale la largeur de bande disponible, elle possède donc une haute efficacité spectrale. Malgré ses nombreux avantages, la modulation OFDM possède certains inconvénients, dont particulièrement celui du rapport de la puissance maximale et la puissance moyenne du signal OFDM, soit le problème du PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) qui peut causer la saturation de l'amplificateur à l'émission et mener par la suite à une perte d'orthogonalité et de rayonnements hors de la bande passante. Un PAPR très élevé signifie que le signal possède une puissance maximale plus importante par rapport à sa puissance moyenne, et que des pics d'amplitude importante sont présents. Le rapport de PAPR est directement proportionnel au nombre de sous canaux utilisés dans le système

OFDM. Par ailleurs, la modulation OFDM est extrêmement sensible aux erreurs de Synchronisation qui conduisent à un TEB (Taux d'Erreur par Bit, en anglais: BER - Bit Error Rate) très élevé. Les méthodes existantes pour synchroniser le système OFDM sont basées sur l'utilisation des symboles pilotes ainsi que l'exploitation de la redondance du signal transmis. Les symboles pilotes peuvent permettre une évaluation du canal à toutes les fréquences ou

Chapitre I

utiliser certains sous-canaux pour transmettre l'information connue au récepteur. Ce dernier mesure l'atténuation subie par les porteuses pilote à la réception et emploie cette information pour estimer l'atténuation des symboles de données aux autres sous-canaux.

Dans cette partie, les principes de la modulation OFDM et leur fonctionnements a été expliqués (la modulation et la démodulation) ainsi l'orthogonalité entre les sou-porteuses et l'intervalle de garde. On fera dans la partie suivante, une généralisation sur la technique de modulation FBMC.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, les principes de la modulation OFDM et leur fonctionnements a été expliqués (la modulation et la démodulation) ainsi l'orthogonalité entre les sou-porteuses et l'intervalle de garde. On fera dans le chapitre suivant, une généralisation sur la technique de modulation FBMC. [2]

Chapitre 2

Banc de filtre multi-porteuses

FBMC

Chapitre II

2.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons parler de la modulation FBMC en commençant par une définition des techniques multi-porteuses à base de banc de filtres appelées FBMC (Filter Bank MultiCarrier), en passant par les techniques modulations OQAM et leur principe et finalement par une comparaison entre les deux technique FBMC et OFDM (chapitre 1).

2.2 Définition de FBMC

C'est une technique de modulation permettant de surmonter les interférences ISI (Inter Symbol Interference) et ICI (Inter Carrier Interference). L'interférence entre symboles est un défi majeur pour les systèmes de réseau. FBMC est une modification du multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM). En OFDM, les préfixes cycliques sont utilisés pour la robustesse du signal, mais l'utilisation du préfixe cyclique par multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence présente certains inconvénients. Pour surmonter les inconvénients de l'OFDM, utilisez le Filter Bank MultiCarrier (FBMC). Il fournit la bande passante efficace. Pour gérer cette situation, des techniques de modulation sont utilisées et d'autres méthodes nouvelles seront utilisées à l'avenir. L'un d'eux est Filter Bank Multicarrier; il fournit une grande efficacité plutôt que OFDM [22].

2.3 Modulation multi-porteuse des banques de filtres

Le FBMC fait la modulation de chaque sous-porteuse dans un système multi-porteur. Le filtre prototype utilisé est celui d'une porteuse à fréquence nulle, qui est à la base des autres filtres de sous-porteuse. Les filtres sont caractérisés par le facteur de chevauchement, K qui est le nombre de symboles multi-porteuses qui se chevauchent dans le domaine temporel. L'équation de choix de l'ordre du filtre prototype est la suivante $2 * K - 1$ où $K = 2, 3$, ou 4 , sélectionné selon le projet PHYDYAS [13].

L'implémentation actuelle du FBMC utilise l'étalement de fréquence. Il utilise un IFFT de longueur $N * K$ avec des symboles superposés avec un retard de $N / 2$, où N est le nombre de sous-porteuses. Ce choix de conception facilite l'analyse de la FBMC et la comparaison avec d'autres méthodes de modulation.

Pour atteindre la pleine capacité, on mène un traitement de modulation d'amplitude en quadrature décalée (OQAM). Les parties réelle et imaginaire d'un symbole de données

Chapitre II

complexe ne sont pas transmises simultanément, car la partie imaginaire est retardée de moitié de la durée du symbole [13].

2.4 Signal FBMC

Le signal FBMC numérique en bande de base peut être écrit sous la forme suivante :

$$s[m] = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{k,n} g \left[m - \frac{nM}{2} \right] e^{j \frac{2\pi k}{M} \left(m - \frac{D}{2} \right)} e^{j \phi_{k,n}} \quad (2.1)$$

Où $D/2$ est le terme de retard qui dépend de L_g la longueur du filtre prototype. Nous avons :

$$D = L_g = KM - 1 \quad (2.2)$$

Le terme de phase $\phi_{k,n}$ garantit le respect de la condition d'orthogonalité réelle. Le terme de phase $\phi_{k,n}$ assure le déphasage de $\pm\pi/2$ entre les symboles PAM transmis adjacents et peut être donné Par :

$$\phi_{k,n} = \frac{\pi}{2(n+k)} + \epsilon \pi kn \quad (2.3)$$

Où ϵ peut prendre l'une des trois valeurs : $\{-1, 0, 1\}$.

Les symboles $a_{k,n}$ sont déduits d'une constellation PAM réelle, $g[m]$ est la réponse impulsionnelle du filtre prototype

Dans un canal parfait, le signal à la sortie du récepteur s'écrit comme suit: [15].

$$r_{k,n} = \sum_{k'=0}^{M-1} \sum_{n'=-\infty}^{+\infty} a_{k',n'} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} g_{k',n'}[m] g_{k,n}^*[m] \quad (2.4)$$

$$g_{k,n}[m] = g \left[m - \frac{nM}{2} \right] e^{j \frac{2\pi k}{M} \left(m - \frac{D}{2} \right)} e^{j \phi_{k,n}} \quad (2.5)$$

2.5 Principe du système FBMC-OQAM

Le principe de la technique FBMC-OQAM réside dans le remplacement de la modulation QAM habituelle par une modulation OQAM, pour le faire nous introduisons un

Chapitre II

décalage d'une demi-période symbole $T / 2$ entre la partie réelles et la partie imaginaire d'un symbole QAM donné.

Si la partie imaginaire est retardé de $T / 2$ sur une sous –porteuse, la partie réelle est a son tour retardée sur la sous-porteuse suivante [1].

La figure suivante présente la structure générale du système FBMC/OQAM

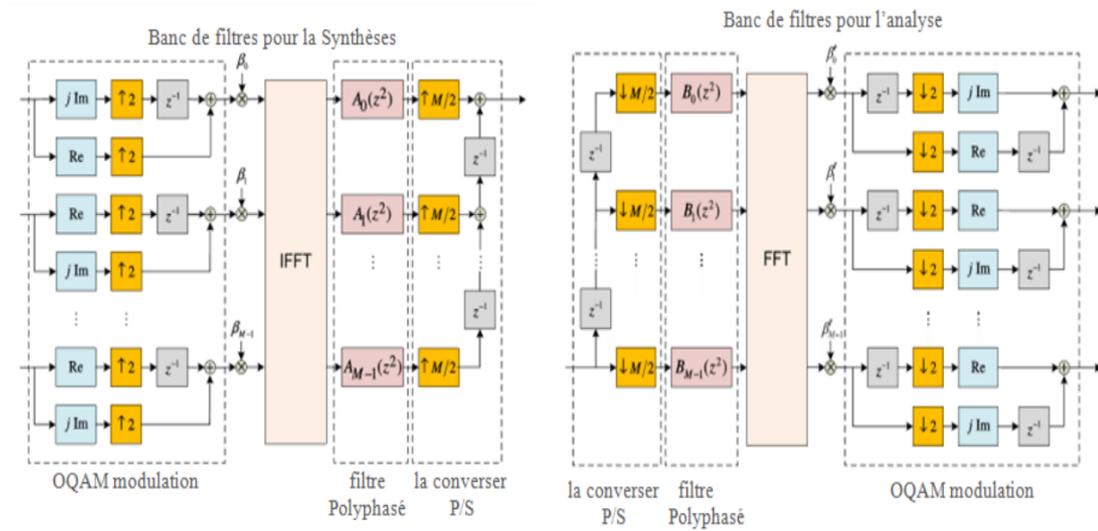


Figure 2.1 structure générale du système FBMC/OQAM [1]

2.5.1 Le bloc pré/post-traitement OQAM

Pour effectuer la modulation FBMC/OQAM, des blocs de pré / post-traitement sont placés respectivement du côté émetteur / récepteur [1].

2.5.1.1 Pré-traitement OQAM

Se compose de deux opérations

- La première opération est une conversion complexe/ réelle ou les parties réelles et imaginaires d'un symbole complexe $[l]$, transmises à un débit $1/T$, sont séparé pour former deux nouveaux symboles. $d_k [n]$ Et $d_k [n + 1]$

$T = 1/\Delta f$ Représente la période du signal avec Δf l'espacement entre les sous-porteuses

Chapitre II

$$d_k [n] = \begin{cases} \text{Re}(C_k [l]), & k \text{ pair} \\ \text{Im}(C_k [l]), & k \text{ impair} \end{cases} \quad (2.6)$$

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

Avec :

L : L'indice d'échantillon à l'entrée du bloc pré-traitement OQAM et la sortie de block post-traitement OQAM.

n : L'indice d'échantillon à la sortie du block pré-traitement OQAM et l'entrée du block post-traitement OQAM.

- La seconde opération est la multiplication par $\theta_k [n]$ afin de maintenir les symboles orthogonaux.

$$\theta_k [n] = jk + n \quad (2.7)$$

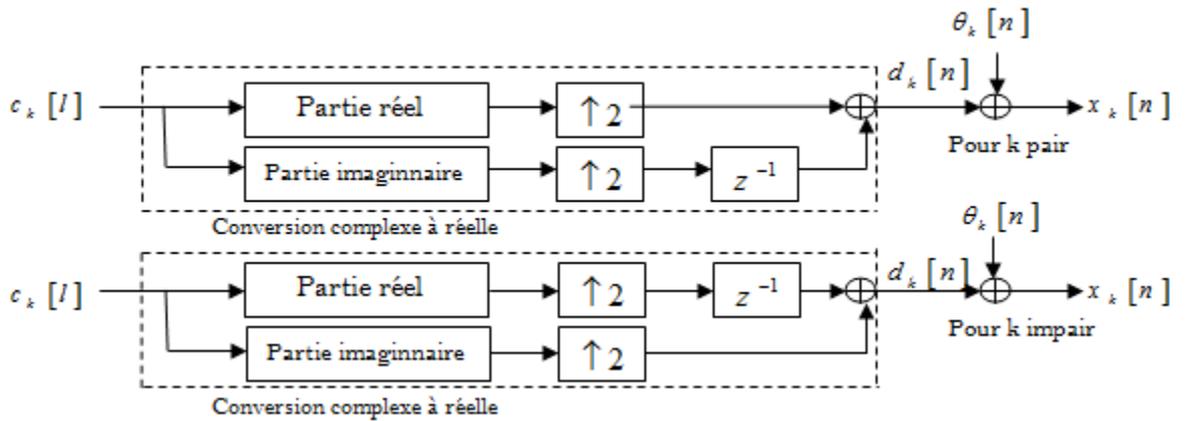


Figure 2.2 Prétraitement OQAM [1]

La sortie du bloc Prétraitement OQAM $X_k [n]$ écrit sous la forme suivante :

$$X_k [n] = d_k [n] \theta_k [n] \quad (2.8)$$

2.5.1.2 Post-traitement OQAM

L'OQAM post-traitement se trouve à la partie réception, lui aussi est constitué de deux opérations principales.

Chapitre II

- **La première opération** : est une multiplication par le complexe conjugué de $\theta_k [n]$ noté $\theta_k^* [n]$, suivie de l'opération qui se compose que de la partie réelle.
- **La deuxième opération** : est la conversion réelles/complexe dans laquelle deux symboles réelles successifs forment un symbole de valeur complexe. [1] (l'un des symboles est multiplié par j , la forme complexe notée $\hat{e}_k [l]$ est défini par :

$$\hat{e}_k [l] \begin{cases} \hat{d}_k [n] + j\hat{d}_k [n+1] & k \text{ pair} \\ \hat{d}_k [n+1] + j\hat{d}_k [n] & k \text{ impair} \end{cases} \quad (2.9)$$

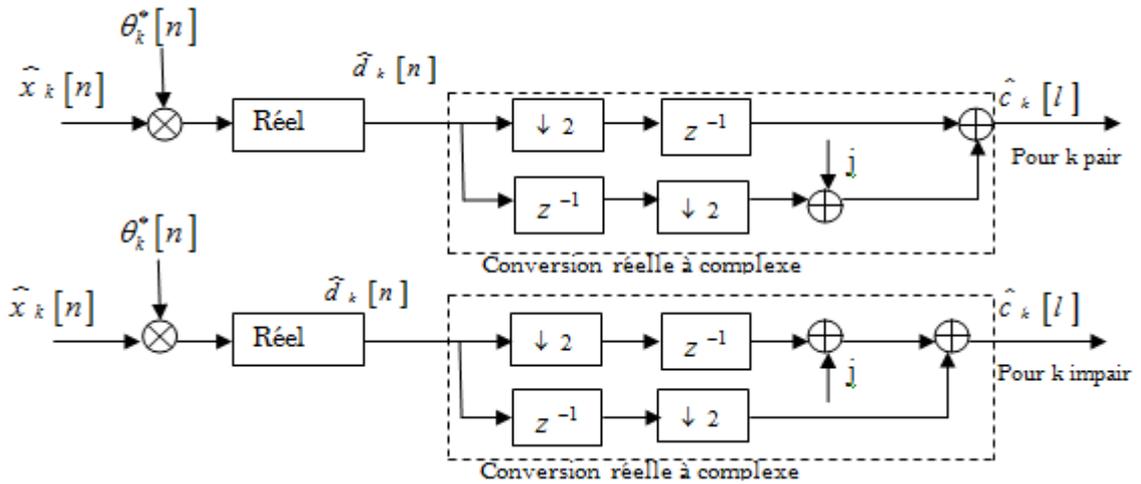


Figure 2.3 post-traitement OQAM [1]

2.5.2 Banc de filtre

Les bancs de filtres sont des outils du traitement de signal qui permettent l'obtention d'une représentation particulière de l'information contenue dans un signal, cette représentation donnée par les bancs de filtres reste du domaine temporel. On part de l'idée d'obtenir une série de signaux représentatifs d'une bande de fréquences du signal original. Le signal est ensuite filtré par un ensemble de M filtres passe-bandes à supports disjoints (Figure 2.4), ce qui permet d'obtenir M signaux ou chacun correspond à une partie du spectre du signal original [15].

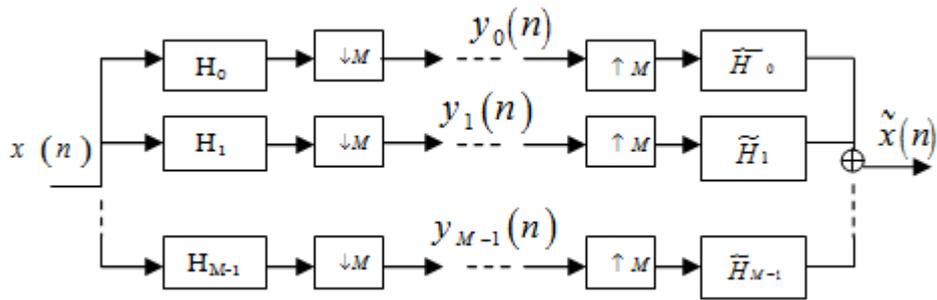


Figure 2.4 Schéma d'un banc de filtres M-bandes [15]

2.5.3 Banc de filtre multi cadence

Les systèmes multi-cadences sont des systèmes dans lesquels on pourra avoir plusieurs fréquences d'échantillonnage dans une même chaîne de traitement, ils tirent partie de la forme spectrale d'un signal en gardant la fréquence d'échantillonnage F_e toujours à sa valeur optimale. Les systèmes multi-cadences sont classés en deux types selon leur mode de fonctionnement [16]. Le premier type correspond à une structure de bancs de filtres dans laquelle le signal d'entrée original est subdivisé en différentes bandes ou canaux, selon les exigences d'une application donnée, tandis que le second type correspond à une structure de transmultiplexeur (TMUX), dans laquelle plusieurs signaux sont combinés et transférés par le même canal dans un système de communication. [17]. La figure suivante présente un schéma fonctionnel généralisé de ces structures.

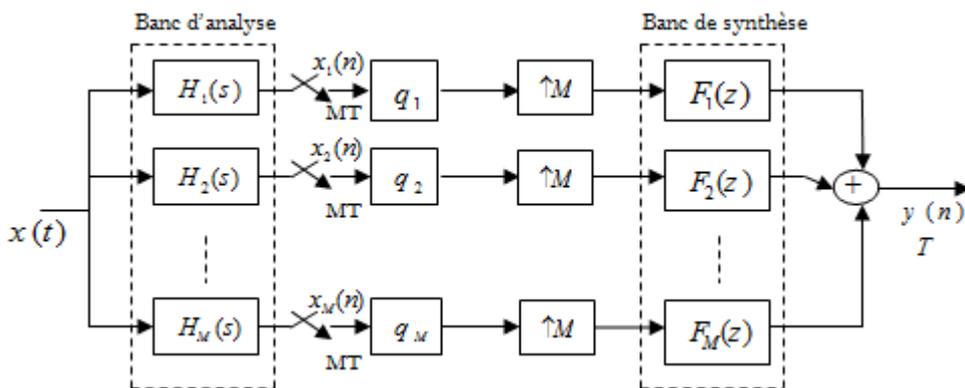


Figure 2. 5 schéma fonctionnel généralisé des bancs de filtre multi cadence [17]

Ce banc de filtre contient deux parties :

- a) **Banc de filtres d'analyse** : décompose un signal pour appliquer un traitement à chaque signal de sous-bande

Chapitre II

b) **Banc de filtres de synthèse** : recombine les signaux de sous-bandes traités pour construire le signal modifié.

❖ Décimation et interpolation :

Sont Les deux opérateurs de base pour construire un filtre multi-cadence.

1. **Décimation** : consiste à sous-échantillonner le signal d'entrée.

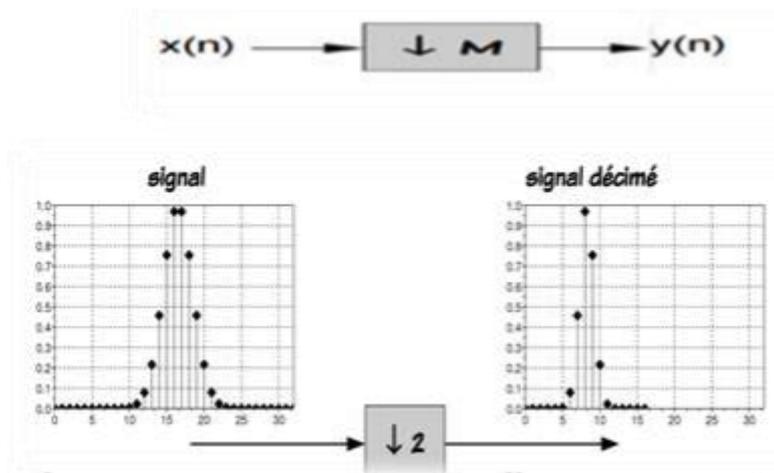


Figure 2.6 Opération de sous-échantillonnage [15]

Le spectre du signal sous-échantillonné est la superposition de versions décalées et étirées du spectre du signal d'entrée.



Figure 2.7 Un dispositif de décimation [2]

La décimation dans le domaine tempore se caractérise par la suppression et l'élimination de quelques échantillon

Chapitre II

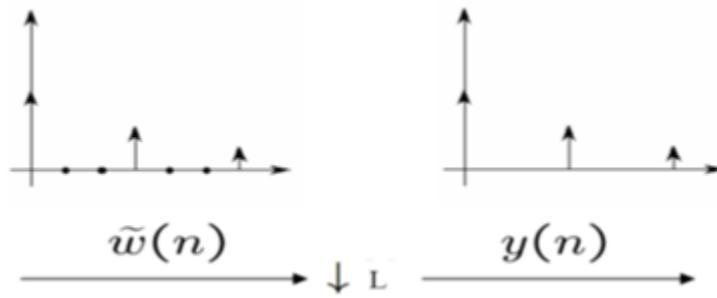


Figure 2.8 sous-échantillonnage par $N=2$ [2]

2. **Interpolation** : consiste à sur-échantillonner le signal d'entrée [15].

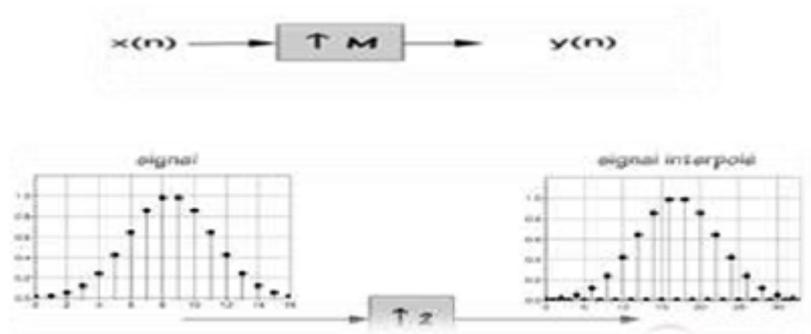


Figure 2.9 Opération de sur échantillonnage [15]



Figure 2.10 un dispositif d'interpolation [15]

- Le fonctionnement d'interpolation sur les deux domaines :
 - En domaine temporel, elle ajout des zéros entre les échantillons [15].

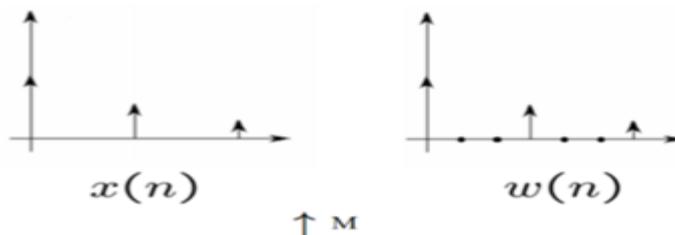


Figure 2.11 sur-échantillonnage par la $N=2$ (L 'insertion des échantillons d'une valeur zéro dans le domaine temporel) [2]

Chapitre II

2.5.4 Structure polyphasé

Cette structure est conçue pour réaliser les filtres RIF, elle consiste à décomposer la fonction de transfert en une somme de M entités, et souvent utilisée dans le filtrage multi cadence. Chaque structure présente des sensibilités et des performances de bruit différentes. Par conséquent, il est important de prendre en considération toutes les mesures nécessaires pour choisir adéquatement la réalisation de filtre [18].

Décomposition polyphasique

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]z^{-n} \quad (2.10)$$

Considérons la transformation z de la séquence $x[n]$

- $X(z)$ peut être réécrit comme suit :

$$X(z) = \sum_{k=0}^{M-1} z^{-k} X_k(z^M) \quad (2.11)$$

$$X_k(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_k[n]z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[Mn+k]z^{-n}, 0 \leq k \leq M-1 \quad (2.12)$$

-Les séquences $x_k[n]$ sont appelées composantes polyphasées de $x[n]$.

- Les fonctions $X_k(z)$ sont appelées composants polyphasés de $X(z)$ [19].

2.6 Principe de fonctionnement

Par l'ajout des filtres de mise en forme d'impulsions généralisés, La technique FBMC arrive à relever les limites de l'OFDM du fait qu'ils fournissent un sous-canal bien localisé dans les domaines temporel et fréquentiel. Cela permet à cette technique d'avoir d'avantage des signaux de confinement spectral pour une utilisation plus efficace des ressources radioélectriques lorsqu'aucune PC n'est requis.

Sur la figure (2.12), nous montrons que les bancs de filtres des deux côté émetteur et récepteur sont constitués d'un ensemble de N filtres qui traite N signaux d'entrée pour donner N sorties. Si les entrées de ces N filtres sont associées, le système peut être mesuré de manière

Chapitre II

analogue en tant qu'analyseur du signal d'entrée en fonction des caractéristiques de chaque filtre. Sur la figure (2.12), les filtre du coté émetteur et ceux du coté récepteur sont respectivement dits : filtres de synthèse et filtres d'analyse sur cette même figure, on constate également que le signal d'entrée est dans un premier temps convertie de sa forme série en forme parallèle pour pouvoir traverser le banque de filtres de synthèse, puis il est reconverti en forme série après être sorti de la banque de synthèse. Après cela, on peut voir sur la même figure que du côté du récepteur, après le passage du signal dans le canal, celui-ci est converti en forme parallèle par un convertisseur série-parallèle et passé à travers un groupe de filtres d'analyse. Enfin, lorsque le signal de sortie est obtenu, il est à nouveau converti en format série par un convertisseur parallèle à série.

Par conséquent, la configuration de synthèse-analyse illustrée à la figure (2.12) est appelée transmutiplexeur ou TMUX et est appliquée dans les systèmes de communication MC [14].

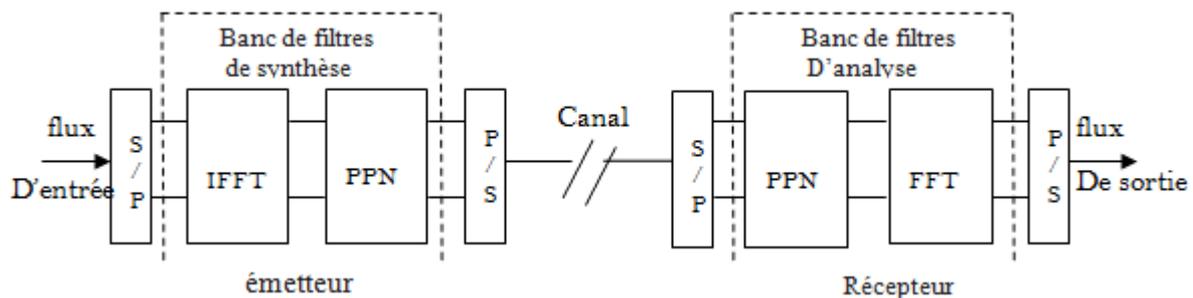


Figure 2.12 Schéma fonctionnel de banque de filtres multi-porteuse (FBMC) [14]

2.7 Avantage est inconvénient

Les avantages

- Largeur de bande plus élevée par rapport à d'autres l'orthogonale
- Aucun intervalle de garde et aucun préfixe cyclique ne sont nécessaires. De plus, aucune puissance de traitement supplémentaire n'est nécessaire pour gérer les intervalles de garde et des préfixes cycliques.
- Grâce à une conception de filtre bien localisée, des fuites spectrales plus basses peuvent être assurées.

Chapitre II

- Dans le cas de FBMC, la performance peut être facilement améliorée par l'intégration de certains des mécanismes compatibles de traitement des signaux de soutien comme les schémas de diversité et les schémas de codage.
- Dans la FBMC, la séparation des signaux se fait par filtrage. Il n'y a pas un tel besoin critique de synchronisation parfaite entre utilisateurs (une sous-porteuse vide est proposée comme bande de garde entre deux utilisateurs asynchrones).
- La modulation FBMC, est un meilleur choix pour remplir les trous du spectre.

Les inconvénients

- Auto-interférence générée pendant les modes de fonctionnement asynchrones et / ou dans des conditions de canal multi trajets en termes d'ICI, ISI.
- Une complexité excessive et parfois même une incompatibilité avec les techniques de traitement du récepteur lorsque l'on essaie de trouver des solutions à la distorsion électrique, aux interférences multi-trajets [15].

2.8 Différences entre les techniques OFDM et FBMC multi-transporteurs

FBMC est une version évoluée d'OFDM. La principale différence réside dans le remplacement de l'OFDM par un système multi-porteuses basé sur des bancs de filtres, où l'IFFT plus CP_{in} est remplacé par le banc de filtres de synthèse (SFB), tandis que FFT plus CP_{out} est remplacé par la banque de filtres d'analyse (AFB). Les principales différences entre les techniques OFDM et FBMC ont été résumées dans le tableau sur les propriétés: préfixe cyclique, lobes secondaires, détection du spectre et complexité informatique.

Chapitre II

Propriété	OFDM	FBMC
Extension de préfixe cyclique	Un préfixe cyclique est requis dans OFDM, ce qui sacrifie la bande passante.	Préfixe cyclique non requis, ce qui préserve la bande passante
Lobes latéraux	Lobes latéraux larges et interférents	Lobes latéraux bas
Détection du spectre	Dégradation des performances de détection du spectre due à un problème de fuite spectrale dans OFDM	Résolution de détection du spectre élevé
La complexité informatique	Il a une complexité très faible	complexité élevée

[14].

Le choix du filtre prototype constitue la principale différence entre FBMC et OFDM. De telle sorte qu'OFDM utilise un filtre à fenêtre rectangulaire alors que le FBMC utilise un filtre prototype conçu avec le principe de mise en forme d'impulsions de Nyquist visant à résoudre en grande partie le problème de fuite spectrale de l'OFDM. Cela se traduit par des ICI et ISI négligeables. Sur les figures suivantes, les réponses d'amplitude des filtres prototypes de FBMC et d'OFDM ont été comparées à la fréquence normalisée prise sur l'axe des x [14].

Chapitre II

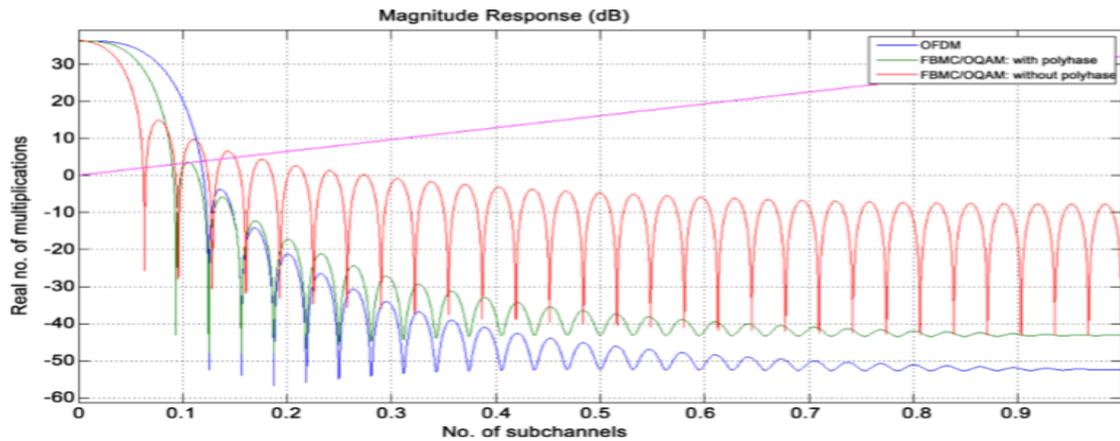


Figure 2.13 Comparaison de la complexité de calcul de FBMC et OFDM en termes de réponses en amplitude. [14]

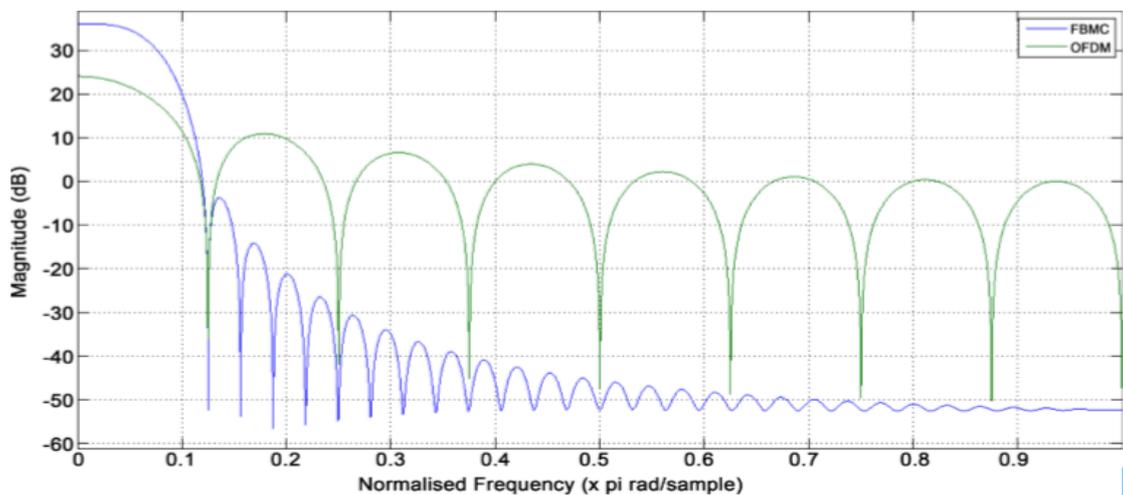


Figure 2.14 Comparaison de la complexité de calcul de FBMC et OFDM en termes de réponses en amplitude. [14]

2.10 Conclusion

FBMC est considéré comme une technique plus avantageuse que l'OFDM du fait de sa grande efficacité spectrale. Cependant le filtrage par sous-porteuse sera plus long et nécessitera aussi un traitement OQAM [20].

Le FBMC avancé est exploré et conçu là où le CP n'est pas utilisé à la place d'un réseau de filtres [21].

Comme toute autre technique, le FBMC présente aussi des inconvénients qui se résument surtout dans l'ensemble interférences internes contenues dans un canal dispersé dans le temps et de l'abandon du préfixe cyclique entre les symboles, il est également possible que le FBMC perde orthogonalement entre les sous-porteuses, ceci est le principal problème de

Chapitre II

son implémentation ce. Des techniques telles que l'égalisation, les schémas de suppression des interférences et les techniques de multiplexage spatial sont utilisées pour réduire l'effet des interférences internes dans les systèmes FBMC [21].

Chapitre 3

simulation et résultats

Chapitre III

3.1 Introduction

Après avoir finalisé la partie théorique, nous passons dans ce chapitre dans le cœur de notre sujet qu'est l'évaluation du système de modulation FBMC.

Nous avons utilisé le logiciel MATLAB pour simuler le fonctionnement du modulateur/démodulateur FBMC. Pour cela nous avons proposé d'étudier une classe défini sous MATLAB avec les différentes fonctions du FBMC afin d'évaluer un système de communication entre émetteur et récepteur.

3.2 MATLAB

MATLAB (matrix laboratory) est un environnement informatique numérique multi-paradigmes et un langage de programmation propriétaire développé par MathWorks. MATLAB permet les manipulations matricielles, le traçage de fonctions et de données, l'implémentation d'algorithmes, la création d'interfaces utilisateur et l'interfaçage avec des programmes écrits dans d'autres langages, notamment C, C++, C#, Java, Fortran et Python.

3.3 Description du programme de la modulation FBMC

Dans notre étude, nous avons définie une première classe appelée FBMC, cette classe utilise les propriétés suivantes : la méthode de modulation, la dimension des paramètres et paramètres avec interprétation physique, les paramètres du filtre prototype et l'implémentation.

3.3.1 Initialisation des paramètres de modulation par le constructeur de la classe

Deux possibilités soit manuellement ou bien par défaut (peuvent être modifiées ultérieurement à l'aide de FBMC.Set), ces paramètres sont : (nombre de sous-porteuse, nombre des MC symboles, Espacement des sous-porteuses...etc.) comme indique la figure suivante :

Chapitre III

```
obj.Nr.Subcarriers           = 12;
obj.Nr.MCSymbols             = 30;
obj.PHY.SubcarrierSpacing    = 15e3;
obj.PHY.SamplingRate         = obj.Nr.Subcarriers*obj.PHY.SubcarrierSpacing;
obj.PHY.IntermediateFrequency = 0;
obj.PHY.TransmitRealSignal    = false;
obj.Method                   = 'Hermite-OQAM';
obj.PrototypeFilter.OverlappingFactor = 8;
obj.Implementation.InitialPhaseShift = 0;
obj.Implementation.UsePolyphase = true;
```

Et puis on a la partie qui calcule et vérifie les paramètres dépendants comme :

-Si le module de taux d'échantillonnage par deux fois l'espacement des sous-porteuses est nul donc l'espacement des sous-porteuses doit être égal au taux d'échantillonnage par deux fois le double du taux d'échantillonnage ce dernier est par deux fois l'espacement des sous-porteuses.

Voilà la description MATLAB :

```
% Check Parameters
if mod(obj.PHY.SamplingRate/(2*obj.PHY.SubcarrierSpacing),1)~=0
    obj.PHY.SubcarrierSpacing=obj.PHY.SamplingRate/(2*round(obj.PHY.SamplingRate/(2*obj.PHY.SubcarrierSpacing)));
    disp('Sampling Rate divided by (Subcarrier spacing times 2) must be must be an integer!');
    disp(['Therefore, the subcarrier spacing is set to: ' int2str(obj.PHY.SubcarrierSpacing) 'Hz']);
end

if mod(obj.PHY.IntermediateFrequency/obj.PHY.SubcarrierSpacing,1)~=0
    obj.PHY.IntermediateFrequency = round(obj.PHY.IntermediateFrequency/obj.PHY.SubcarrierSpacing)*obj.PHY.SubcarrierSpacing;
    disp('The intermediate frequency must be a multiple of the subcarrier spacing!');
    disp(['Therefore, the intermediate frequency is set to ' int2str(obj.PHY.IntermediateFrequency) 'Hz']);
end

if (obj.PHY.SamplingRate<obj.Nr.Subcarriers*obj.PHY.SubcarrierSpacing)
    error('Sampling Rate must be higher: at least Number of Subcarriers times Subcarrier Spacing');
end
```

3.4 Le principe de la modulation FBMC

La modulation multi-porteuse FBMC basé sur le type de banc Transmultiplexeur, réaliser par une chaîne de transmission basé sur le banc de filtre synthétise (SFB) à l'émission et banc de filtre analyses (AFB) à la réception. [2]

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

3.4.1 La partie émission

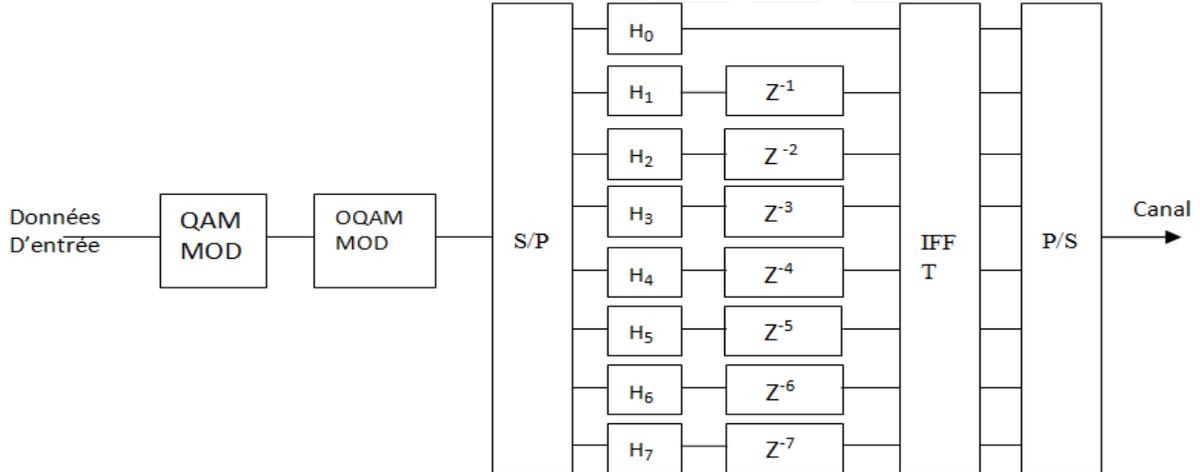


Figure 3.1 : Schémas synoptiques de l'émetteur du système FBMC.

Les symboles de flux de données sont modulés en QAM puis en OQAM par un décalage au niveau de la partie imaginaire par rapport à la partie réelle. Puis la conversion série/parallèle. Les signaux résultants passent par les blocs des filtres polyphasés $H_n(Z^n)$, à cette étape en retour sur notre classe MATLAB qui fait la différence entre les filtres prototypes utilisés.

3.4.1.1 Filtrage prototypes

Les filtres prototypes sont des modèles de filtres qui permettent de déterminer l'ensemble des bancs de filtres, quel que soit le type de filtre (dans la famille des passe bas, passe haut, passe bande et coupe bande), nous allons montrer qu'à partir d'un filtre passe-bas nous obtenons autres types de filtres.[15] Le filtre prototype pour les bancs de filtres de synthèse et d'analyse doit être à demi-Nyquist, Au lieu d'un filtre de forme rectangulaire, un filtre prototype plus long est adopté dans les systèmes OQAM. Il est possible d'effectuer un filtrage en utilisant une batterie de filtres composée d'une FFT et d'un filtrage polyphasé selon la théorie de la décomposition polyphasique.

Les coefficients de la réponse impulsionnelle du filtre de PHYDYAS sont obtenus en fonction de la réponse en fréquence souhaitée, qui est échantillonnée sur un des points de fréquence uniformément espacés de $W_k = 2\pi\left(\frac{k}{KM}\right)$. La réponse impulsionnelle finie du filtre prototype passe-bas $p[m]$ est écrite par l'expression :

Chapitre III

$$p[m] = \frac{1}{KM} p'(0) + 2 \sum_{k=1}^u (-1)^k p'(k) \cos\left(2\pi \frac{k}{KM} (m+1)\right)$$

Où : $m = 0, 1, \dots, L_p$

Et

$$\begin{cases} p'(0) = 1 \\ p'[k]^2 + p'[K-k]^2 = 1 \text{ pour } k = 1, 2, \dots, \frac{K}{2} \\ p'[k] = 0 \text{ pour } k = K, K+1, \dots, U = KM - 2/2 \end{cases}$$

Fréquence KM Le filtre à indice k est obtenu en multipliant les Coefficients du filtre prototype par : $e^{j2/\pi KM}$

Avec :

L_p : La longueur de filtre prototype

$p'()$: Paramètres de filtres

K : Le facteur de recouvrement.

M : Nombre de sous porteuses

a) Le filtre Hermite :

Le filtre Hermite est obtenu à partir des combinaisons linéaires des fonctions Hermite Gaussiennes. En déformant le filtre gaussien avec les fonctions Hermite haut de gamme, des passages à zéro sont fournis pour satisfaire le critère de Nyquist. Il présente des caractéristiques similaires avec l'IOTA et donne une réponse isotrope.

Equation du filtre isotrope :

$$p(t) = \sum_{k=0}^L a_k h_{4k}(t)$$

Où h_n est l'ensemble des fonctions Hermite définies comme :

Chapitre III

$$h_n(t) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2}} e^{\pi^2} \frac{d^n}{dt^n} e^{-2\pi^2 t^2}$$

Et sa fonction écrite dans la classe comme suit :

```
function PrototypeFilter = PrototypeFilter_Hermite(T0,dt,OF)
% The pulse is orthogonal for a time-spacing of T=T_0 and a frequency-spacing of F=2/T_0
% Values taken from: R.Nissel et al. "ON PILOT-SYMBOL AIDED CHANNEL ESTIMATION IN FBMC-OQAM"
    t_filter=-(OF*T0):dt:(OF*T0-dt);
    D0=1/sqrt(T0)*HermiteH(0,sqrt(2*pi)*(t_filter./(T0/sqrt(2)))) .*exp(-pi*(t_filter./(T0/sqrt(2))).^2);
    D4=1/sqrt(T0)*HermiteH(4,sqrt(2*pi)*(t_filter./(T0/sqrt(2)))) .*exp(-pi*(t_filter./(T0/sqrt(2))).^2);
    D8=1/sqrt(T0)*HermiteH(8,sqrt(2*pi)*(t_filter./(T0/sqrt(2)))) .*exp(-pi*(t_filter./(T0/sqrt(2))).^2);
    D12=1/sqrt(T0)*HermiteH(12,sqrt(2*pi)*(t_filter./(T0/sqrt(2)))) .*exp(-pi*(t_filter./(T0/sqrt(2))).^2);
    D16=1/sqrt(T0)*HermiteH(16,sqrt(2*pi)*(t_filter./(T0/sqrt(2)))) .*exp(-pi*(t_filter./(T0/sqrt(2))).^2);
    D20=1/sqrt(T0)*HermiteH(20,sqrt(2*pi)*(t_filter./(T0/sqrt(2)))) .*exp(-pi*(t_filter./(T0/sqrt(2))).^2);
    H0= 1.412692577;
    H4= -3.0145e-3;
    H8=-8.8041e-6;
    H12=-2.2611e-9;
    H16=-4.4570e-15;
    H20 = 1.8633e-16;
    PrototypeFilter=(D0.*H0+D4.*H4+D8.*H8+D12.*H12+D16.*H16+D20.*H20).';
    PrototypeFilter = PrototypeFilter/sqrt(sum(abs(PrototypeFilter).^2)*dt);
end
```

- **modulation OQAM :**

```
case 'Hermite-OQAM'
    obj.Implementation.TimeSpacing = obj.PHY.SamplingRate/(2*obj.PHY.SubcarrierSpacing);
    obj.PHY.TimeSpacing = obj.Implementation.TimeSpacing*obj.PHY.dt;
    obj.Implementation.FrequencySpacing = obj.PrototypeFilter.OverlappingFactor;
    obj.PrototypeFilter.TimeDomain = PrototypeFilter_Hermite(obj.PHY.TimeSpacing*2,obj.PHY.dt,obj.PrototypeFilter.OverlappingFactor/2);
```

- **modulation QAM :**

```
case 'Hermite-QAM'
    obj.Implementation.TimeSpacing = obj.PHY.SamplingRate/(obj.PHY.SubcarrierSpacing)*2;
    obj.PHY.TimeSpacing = obj.Implementation.TimeSpacing*obj.PHY.dt;
    obj.Implementation.FrequencySpacing = obj.PrototypeFilter.OverlappingFactor*4;
    obj.PrototypeFilter.TimeDomain = PrototypeFilter_Hermite(obj.PHY.TimeSpacing,obj.PHY.dt,obj.PrototypeFilter.OverlappingFactor);
```

- b) Le filtre en cosinus surélevé de la racine carré (SRRC) :**

Le filtre à cosinus surélevé à racine carrée (SRRC) est un filtre de référence bien connue en communication numérique. Pour une vitesse de transmission de $F = 1 / T$, le filtre SRRC est défini dans le domaine fréquence par :

Chapitre III

$$G(f) = \begin{cases} \sqrt{T} & |f| \leq (1-r)\frac{1}{2T} \\ \sqrt{T} \cos\left(\frac{\pi}{2r}\left(T|f| - \frac{1-r}{2}\right)\right) & \frac{1}{2T} < |f| \leq (1-r)\frac{1}{2T} \\ 0 & (1+r)\frac{1}{2T} < |f| \end{cases}$$

Où r est le paramètre roll-off ($0 \leq r \leq 1$). Ce filtre à une réponse en fréquence plus intéressante du faite son spectre est bien localisé parce qu'il est limité en fréquence. La réponse impulsionnelle du filtre SRRC en temps continu est donnée par :

$$g(t) = \frac{\sin\left(\frac{(1-r)\pi t}{T}\right) + \frac{4rt}{T} \cos\left(\frac{(1+r)\pi t}{T}\right)}{\frac{\pi t}{T} \left(1 - \left(\frac{4rt}{T}\right)^2\right)}$$

La réponse impulsionnelle, à temps discret, du filtre SRRC est obtenue par échantillonnage de la fonction temps continu $g(t)$.

Et sa fonction écrite dans la classe comme suit :

```
function PrototypeFilter = PrototypeFilter_RootRaisedCosine(T0,dt,OF)
    % The pulse is orthogonal for a time-spacing of T=T0 and a frequency-spacing of F=2/T0
    t_filter=-(OF*T0):dt:(OF*T0-dt);
    PrototypeFilter=(1/sqrt(T0))*(4*t_filter/T0.*cos(2*pi*t_filter/T0))./(pi*t_filter/T0.*(1-(4*t_filter/T0).^2));
    PrototypeFilter(abs(t_filter)<10^-14)=1/sqrt(T0)*(4/pi);
    PrototypeFilter(abs(abs(t_filter)-T0/4)<10^-14)=1/sqrt(2*T0)*((1+2/pi)*sin(pi/4)+(1-2/pi)*cos(pi/4));
    PrototypeFilter=PrototypeFilter.';
    PrototypeFilter = PrototypeFilter/sqrt(sum(abs(PrototypeFilter).^2)*dt);
end
```

- **Modulation OQAM :**

```
case 'RRC-OQAM'
    obj.Implementation.TimeSpacing = obj.PHY.SamplingRate/(2*obj.PHY.SubcarrierSpacing);
    obj.PHY.TimeSpacing = obj.Implementation.TimeSpacing*obj.PHY.dt;
    obj.Implementation.FrequencySpacing = obj.PrototypeFilter.OverlappingFactor;
    obj.PrototypeFilter.TimeDomain = PrototypeFilter_RootRaisedCosine(obj.PHY.TimeSpacing*2,obj.PHY.dt,obj.PrototypeFilter.OverlappingFactor/2);
```

- **Modulation QAM :**

```
case 'RRC-QAM'
    obj.Implementation.TimeSpacing = obj.PHY.SamplingRate/(obj.PHY.SubcarrierSpacing)*2;
    obj.PHY.TimeSpacing = obj.Implementation.TimeSpacing*obj.PHY.dt;
    obj.Implementation.FrequencySpacing = obj.PrototypeFilter.OverlappingFactor*4;
    obj.PrototypeFilter.TimeDomain = PrototypeFilter_RootRaisedCosine(obj.PHY.TimeSpacing,obj.PHY.dt,obj.PrototypeFilter.OverlappingFactor);
```

Chapitre III

c) Le filtre PHYDYAS :

Le filtre prototype est conçu en utilisant la technique d'échantillonnage en fréquence.[15] L'idée de cette technique est, d'abord, de déterminer la réponse en fréquence $G(f)$ via la formule d'interpolation de la réponse en fréquence souhaitée. Les échantillons G_k , qui sont uniformément espacés aux points de fréquence $f_k = KT k$ où K est le facteur de sur échantillonnage et T est la période de symbole.

$$G(f) = \sum_k G_k \frac{\sin(\pi(KTf - k))}{\pi(KTf - k)}$$

La réponse impulsionnelle continue du filtre prototype est obtenue à l'aide de la transformée de Fourier inverse sur $G(f)$. nous obtenons $g(t)$ sous la forme :

$$g(t) = \sum_k G_k e^{\frac{j2\pi kt}{KT}} \quad \text{pour } |t| \leq KT$$

Pour le filtre prototype PHYDYAS, le facteur de sur-échantillonnage est choisis pour être $K = 4$, et Les coefficients de fréquence G_k sont choisis selon la théorie de Nyquist et sont optimisés pour offrir la sélectivité maximale en fréquence et minimiser l'interférence totale qui provient à partir de la structure du banc de filtre. Les coefficients de fréquence G_k choisis pour filtre PHYDYAS sont donnés par:

$$\begin{cases} G_0 = 1 \\ G_1 = 0,9716960 \\ G_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \\ G_3 = \sqrt{1 - G_1^2} = 0,235147 \\ Gk = 0 & \text{pour } k > 3 \\ Gk = G_{-k} & \text{pour } k < 0 \end{cases}$$

Ce filtre est utilisé avec la modulation OQAM/QAM, et nous proposons un script pour utiliser l'illustration des filtres PHYDYAS

Et sa fonction écrite dans la classe comme suit :

Chapitre III

```
function PrototypeFilter = PrototypeFilter_PHYDYAS(T0,dt,OF)
% The pulse is orthogonal for a time-spacing of T=T0 and a frequency-spacing of F=2/T0
t_filter=-(OF*T0):dt:(OF*T0-dt);
switch OF*2
case 2
H = [sqrt(2)/2];
case 3
H = [0.91143783 0.41143783];
case 4
H = [0.97195983 sqrt(2)/2 0.23514695];
case 5
H = [0.99184131 0.86541624 0.50105361 0.12747868];
case 6
H = [0.99818572 0.94838678 sqrt(2)/2 0.31711593 0.06021021];
case 7
H = [0.99938080 0.97838560 0.84390076 0.53649931 0.20678881 0.03518546];
case 8
H = [0.99932588 0.98203168 0.89425129 sqrt(2)/2 0.44756522 0.18871614 0.03671221];
otherwise
error('Oversampling factor must be an integer between 1 and 8 for OQAM or between 1 and 4 for QAM');
end
PrototypeFilter = 1+2*sum( repmat(H,length(t_filter),1) .* cos(2*pi*repmat(t_filter',1,length(H)) .* repmat(1:length(H),...
length(t_filter),1) / ((length(H)+1)*T0)),2);
PrototypeFilter = PrototypeFilter/sqrt(sum(abs(PrototypeFilter).^2)*dt);
end
```

- **Modulation OQAM :**

```
case 'PHYDYAS-OQAM'
obj.Implementation.TimeSpacing = obj.PHY.SamplingRate/(2*obj.PHY.SubcarrierSpacing);
obj.PHY.TimeSpacing = obj.Implementation.TimeSpacing*obj.PHY.dt;
obj.Implementation.FrequencySpacing = obj.PrototypeFilter.OverlappingFactor;
obj.PrototypeFilter.TimeDomain = PrototypeFilter_PHYDYAS(obj.PHY.TimeSpacing*2,obj.PHY.dt,obj.PrototypeFilter.OverlappingFactor/2);
```

- **Modulation QAM :**

```
case 'PHYDYAS-QAM'
obj.Implementation.TimeSpacing = obj.PHY.SamplingRate/(obj.PHY.SubcarrierSpacing)*2;
obj.PHY.TimeSpacing = obj.Implementation.TimeSpacing*obj.PHY.dt;
obj.Implementation.FrequencySpacing = obj.PrototypeFilter.OverlappingFactor*4;
obj.PrototypeFilter.TimeDomain = PrototypeFilter_PHYDYAS(obj.PHY.TimeSpacing,obj.PHY.dt,obj.PrototypeFilter.OverlappingFactor);
```

Nous passons suivre par un bloc de transformé de fourier rapide inverse notée(IFFT) pour le passage fréquentielle au domaine temporelle, le signal est envoyé à travers un canal de transmission après une conversion parallèle série.

3.4.2 La partie réception

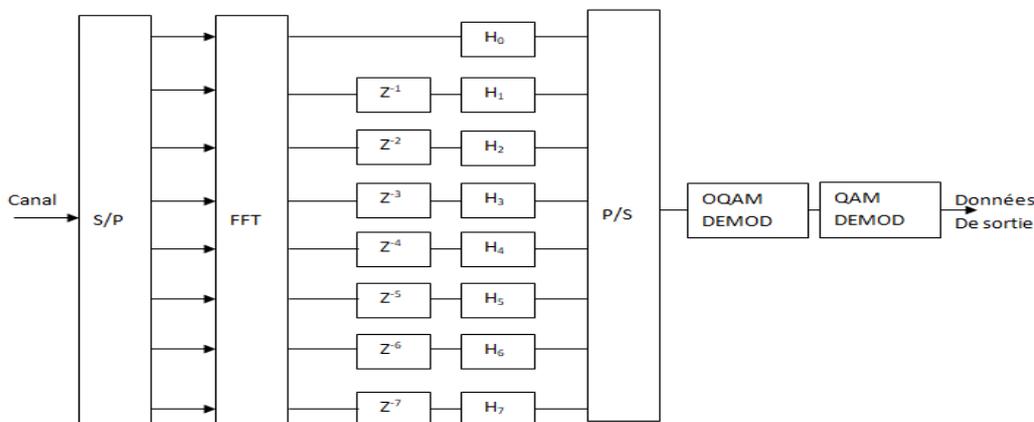


Figure 3.2 : Schémas synoptiques de récepteur du système FBMC.

Chapitre III

Le signal reçu par le canal de transmission est démodulé par la transformée de Fourier rapide directe FFT pour se passer du domaine temporel au domaine fréquentiel, le signal résultant traverse le bloc des filtres polyphasés $H_n(Z_n)$ (ils sont les même filtres de la partie émission), après une conversion parallèle série le signal sera démodulé en OQAM puis en QAM pour détecter les symboles désirés.

3.5 Comparaison entre les filtres prototype utilisé

Pour notre simulation nous avons étudié un système de modulation FBMC nous envisageons les quatre filtres suivants et leurs influences sur le signal transmit.

Les figures suivantes présentent les résultats de la simulation montrant les spectres des différents type du filtre prototype :

Le Hermite pour un facteur de chevauchement =8

Le rectangulaire

Le filtre cosinus surélevé de la racine carré (SRRC)

Le filtre PHYDYAS

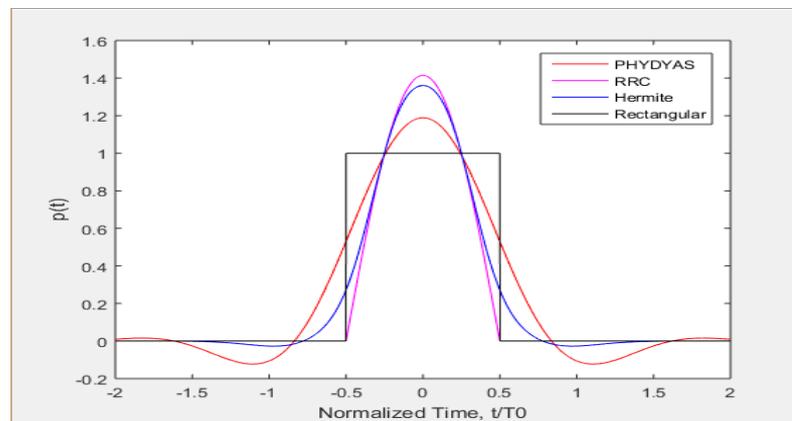


Figure 3.3 : Réponse temporelle des filtres prototypes

Chapitre III

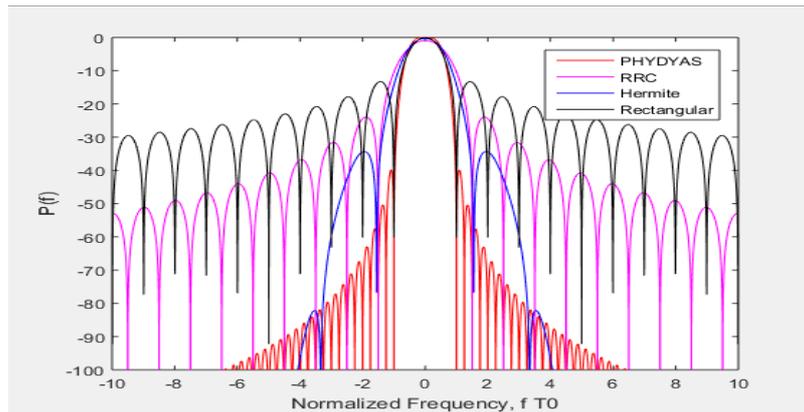


Figure 3.4 : Réponse fréquentielle des filtres prototypes

Le filtre rectangulaire contient un grand nombre de lobes latéraux qui ont à peu près la même amplitude que le lobe principal et qui utilisent l'ensemble de la bande de fréquences. On peut observer que les lobes secondaires dans le RRC sont plus bas que les lobes rectangulaires mais que la même bande passante est utilisée. Pour le PHYDYAS nous constatons que les lobes latéraux diminuent en augmentant la fréquence et ils ont une capacité négligeable par rapport au principal, avec l'implémentation d'un facteur de chevauchement $K=4$ et 8 , le résultat est identique, pour le dernier filtre le Hermite Nous remarquons qu'il a deux lobes secondaires d'amplitude moyenne, mais ce filtre c'est moins consommé la bande fréquentielle.

On conclut que parmi ces filtres, le Hermite est le plus flexible en termes de facteur de chevauchement, il a une bonne localisation en temps et en fréquence, et une efficacité spectrale maximale.

3.6 Densité spectrale de puissance de FBMC

La densité spectrale de puissance DSP est le carré du module de la transformée de Fourier, divisé par la largeur de bande spectrale.

Nous traçons la puissance d'émission dans le temps et la densité spectrale de puissance par un filtre prototype Hermite car il est plus flexible en termes de facteur de chevauchement.

Avec les paramètres suivants :

Fréquence d'échantillonnage $f_s = 1024 \cdot 15e3$

Espacement entre les sous porteuse $F = 15e3$

Facteur de chevauchement égale à 4

Nombre de sous porteuse 4

Nombre des symboles FBMC $K = 3$

Chapitre III

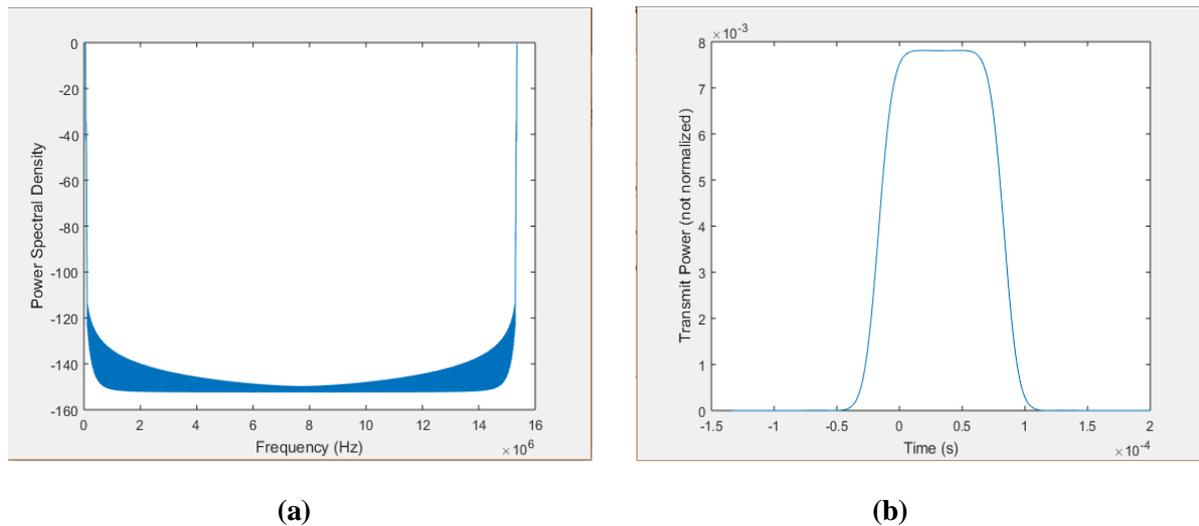


Figure 3.5 : Densité spectrale de puissance (a) et la puissance d'émission dans le temps (b) du filtre Hermite

DSP pour FBMC occupe sa bande dans une gamme de fréquences bien Spécifique, mais la densité spectrale de puissance en dehors de la plage n'est pas nécessaire, car elle est considérée comme hors d'usage et conduit à une interférence entre symboles [A]

3.7 Rapport signal sur interférence (SIR)

Rapport signal sur interférence (SIR) est le quotient entre la puissance reçue du signal et les interférences dues aux autres signaux utilisant la même bande de fréquences.

C'est un indicateur de la qualité, Il s'exprime généralement en décibels (dB).

On calcule le SIR pour les trois modulations OFDM, OFDM sans CP, FBMC/OQAM avec les paramètres suivantes :

Vitesse du canal 125Km/h, 250Km/h et 500Km/h

Fréquence porteuse du canal 2.5e9

Chapitre III

Les résultats de la simulation sont inclut dans la figure suivante :

```
=====
==== SIR comparision (matrix, object, sim. and hyper. fun. should be (approx.) the same) ====
      | SIR (Matrix) | SIR (Object) | SIR(Simulation) | SIR Hypergeom. Function
CP-OFDM | 32.2 dB | 32.2 dB | 32.1 dB | 32.1 dB
OFDM (no CPO) | 17.4 dB | 17.4 dB | 17.5 dB |
FBMC-OQAM | 22.4 dB | 22.4 dB | 22.5 dB |
=====
```

Pour v = 125 km/h

```
=====
==== SIR comparision (matrix, object, sim. and hyper. fun. should be (approx.) the same) ====
      | SIR (Matrix) | SIR (Object) | SIR(Simulation) | SIR Hypergeom. Function
CP-OFDM | 26.1 dB | 26.1 dB | 26.1 dB | 26.1 dB
OFDM (no CPO) | 17.0 dB | 17.0 dB | 17.0 dB |
FBMC-OQAM | 21.8 dB | 21.8 dB | 21.8 dB |
=====
```

Pour v= 250 km/h

```
=====
==== SIR comparision (matrix, object, sim. and hyper. fun. should be (approx.) the same) ====
      | SIR (Matrix) | SIR (Object) | SIR(Simulation) | SIR Hypergeom. Function
CP-OFDM | 20.1 dB | 20.1 dB | 20.1 dB | 20.1 dB
OFDM (no CPO) | 15.6 dB | 15.6 dB | 15.7 dB |
FBMC-OQAM | 19.9 dB | 19.9 dB | 19.9 dB |
=====
```

Pour v= 500 km/h

Figure 3.6 : Les résultats de calculs de SIR

Les résultats présentés dans le tableau montrent que le SIR prend sa valeur maximale dans la modulation CP-OFDM

3.8 Le taux d'erreur binaire (BER)

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

Les paramètres de la simulation :

Le système FBMC comporte

Un signal à 200 symboles OFDM.

Un nombre de sous porteuse NFFT égal à 1024.

La modulation QAM.

Chapitre III

L'intervalle de garde est égal à 212.

L'ordre du filtre prototype qui varie de 2,3 et 4.

Avec une valeur de SNR= 12dB

3.8.1 Influence de l'ordre de filtre prototype

La figure suivante présente les résultats de la simulation montrant les performances de la technique FBMC en variant l'ordre du filtre prototype.

Nous exprimons ces performances en termes de BER en fonction du SNR.

Pour : numfft =1024, numGuards=212, numSymbols=200.

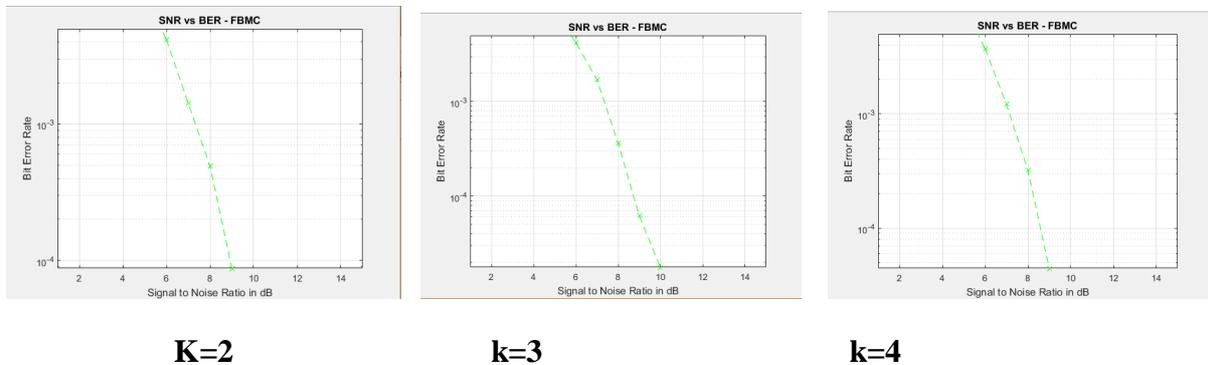


Figure 3.7 : BER en fonction du SNR en variation du facteur k

On observe que la variation du facteur de chevauchement a une influence non négligeable sur la performance du système FBMC et le meilleur résultat est obtenu pour (k=4).

La variation du facteur de chevauchement k, influe aussi sur l'efficacité spectrale du système FBMC nous observons dans la figure suivante que le niveau des lobes latéraux égal a moins de -160 dB/Hz a partir de k égale 4.

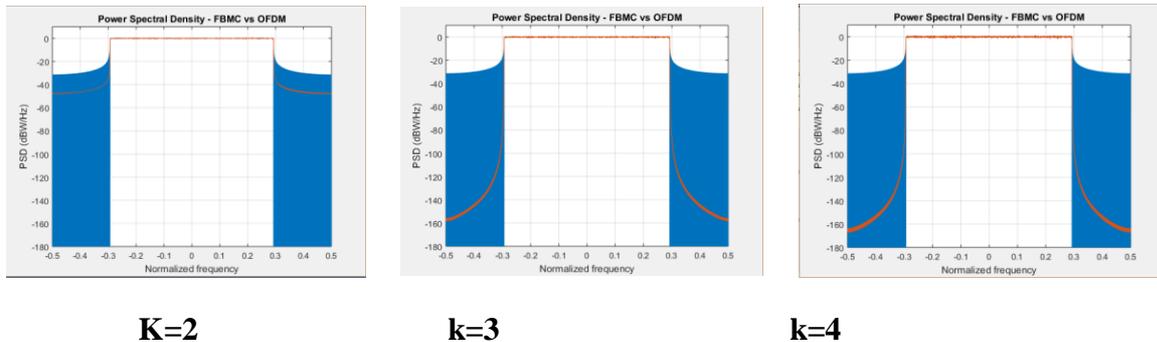


Figure 3.8 : Efficacité spectrale de la forme d'onde OFDM et FBMC en variation de K

Chapitre III

3.8.2 Influence de la longueur (FFT)

La longueur du FFT /IFFT est relié avec le nombre de sous porteuses, dans cette partie nous allons varier le nombre de sous porteuse NFFT et nous gardons l'ordre du filtre prototype k fixe.

Pour : $k=4$, numGuard=212, numSymbols = 200

Nfft =512, 1024, 2048.

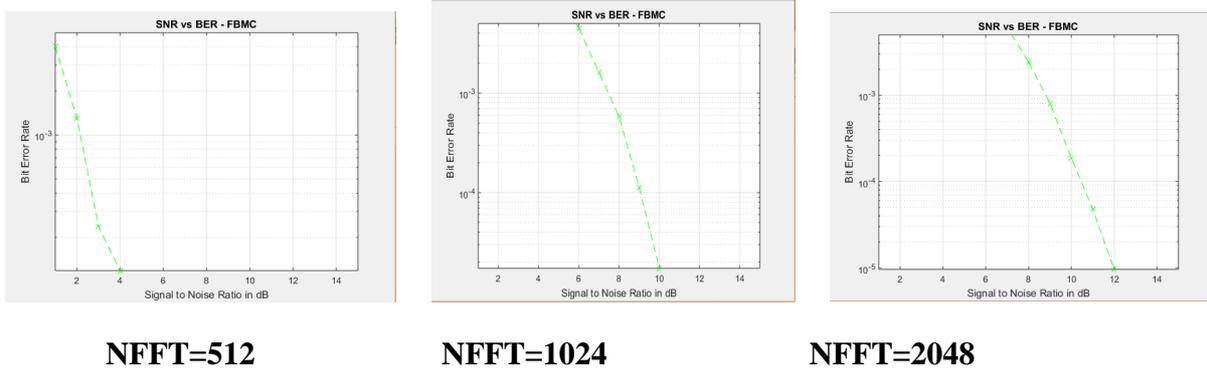


Figure 3.9 : BER en fonction du SNR en variation NFFT

Nous remarquons que les meilleures performances sont obtenues pour NFFT=1024. Si le nombre de sous-porteuses augmente le débit augmente mais la qualité de transmission diminue.

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

La longueur du FFT influe aussi sur l'efficacité spectrale, L'augmentation du nombre de sous-porteuses est directement proportionnelle avec la consommation de la bande fréquentielle.

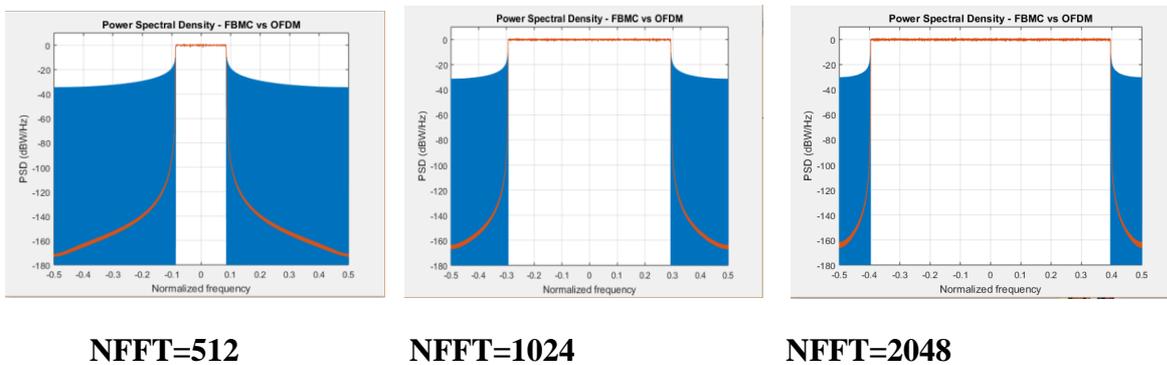


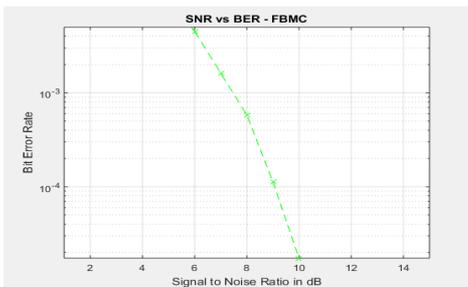
Figure 3.10 : Efficacité spectrale de la forme d'onde OFDM et FBMC en variation du NFFT

Chapitre III

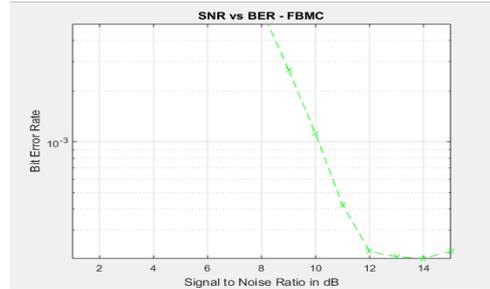
3.8.3 Influence de l'intervalle de garde

L'intervalle de garde est une solution trouver afin d'éliminer les interférences entre symboles, on observe que sans l'utilisation de ce intervalle le BER augmente rapidement, c'est-à-dire le gain est doublé après l'utilisation d'une bande de garde.

Pour : NumFFT =1024, K=4, numSymbols=200.



numGard=212

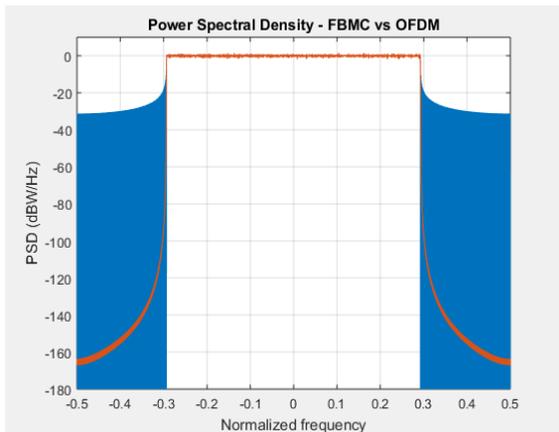


numGard=0

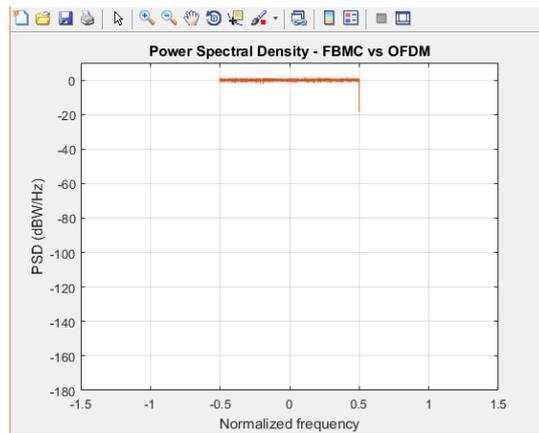
Figure 3.11 : Influence de l'intervalle de Gard sur le BER

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

La présence de cet intervalle influe aussi sur l'efficacité spectrale, si on inclut un intervalle de garde entre chaque deux symbole on va consommer de la bande fréquentielle ce qui résulte une perte dans l'efficacité spectrale.



numGard=212



numGard=0

Figure 3.12 : Influence de l'intervalle de guard sur l'efficacité spectrale

Chapitre III

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié une classe MATLAB définie le fonctionnement d'un système de modulation FBMC/OQAM, et la localisation des filtres prototypes, dans l'espace temps/ fréquence, aussi la densité spectrale de puissance et la puissance d'émission, par cette classe nous avons calculer le SIR, et d'après les résultats obtenus nous constatons que le système FBMC est plus performant lorsqu'on augmente l'ordre du filtre prototype (pour $k=4$), nous remarquons aussi que plus on diminue le nombre de sous porteuse, plus on obtient les meilleurs résultats en terme de BER

Conclusion générale

Conclusion générale

Le monde de communication se développe rapidement et continuellement, se la soulève le nombre des services et applications sans fil, aussi le nombre des utilisateurs, ce qui génère un problème en terme de débit. Les modulations multi-porteuses OFDM et FBMC sont considéré comme une solution au problème.

Le principal objectif de ce mémoire est d'évaluer système de modulation FBMC pour les réseaux 5 G.

La forme classique multi-porteuse de type OFDM n'était pas la mieux adaptée en raison de la mauvaise localisation fréquentielle, de lobes secondaires trop élevés et aussi a cause de préfixe cyclique qui présente une perte en efficacité spectrale. C'est pourquoi la technique a banque de filtre FBMC (filter Bank MultiCarrier) a été choisie.

Notre étude souligne l'importance de la technique FBMC dans les réseaux sans fil. La principale différence entre OFDM et FBMC est qu'au lieu d'utiliser une fenêtre rectangulaire, nous avons utilisé un filtre prototype plus avancé.

La simulation de programme MATLAB que nous avons réalisé montré les points positifs de la modulation FBMC au terme de la chaine de transmission (différents type de modulation, l'ordre de filtre prototype, l'absence de l'intervalle de garde).

La modulation multi-porteuse FBMC fait partie des candidats les plus prometteurs pour la 5G.

Référence :

- [1] Bendahmane Amira Meriem et Ghermoul Rania ; Etude de méthodes de beamforming à maximisation du rapport signal sur bruit pour des systèmes FBMC ; Université Aboubekr Belkaïd – Tlemcen – Faculté de Technologie ; 25/06/2018 (<http://dspace.univ-tlemcen.dz/bitstream/112/12880/1/Ms.Tel.Bendahmane%2BGhermoul.pdf>)
- [2] DAOUD Khedidja ; “ SIMULATION COMPARATIVE DES TECHNIQUES FBMC ET OFDM POUR LES RESEAUX 5G ” ; université de tlemcen faculté de technologie département de telecommunication ; Juin 2016.
- [3] daachi dalila ; « étude des systèmes MIMO-OFDM communication sans fil » ; UNIVERSITE ABDERRAHMANE MIRA DE BEJAIA FACULTE DE TECHNOLOGIE DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ; 2011-2012.
- [4] Analysis and Design of OFDM/OQAM Systems Based on Filterbank Theory ; Pierre Siohan, Senior Member, IEEE, Cyrille Siclet, and Nicolas Lacaille ; IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, VOL. 50, NO. 5, MAY 2002
- [5] touhami ridha « developpement d'un model OFDM pour la 4eme generation du mobile de communication » université ferhat abbas setif UFAS algerie ; magister electronique
- [6] BAOUNI ABDELKHALEK ; « Estimation du Canal et Elimination des Interférences ICI dans les Communications Mobiles avec Modulation OFDM » ; UNIVERSITE MENTOURI CONSTANTINE ; FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ;
- [7] BrahimELMAROUD ; « AnalysedesperformancesetaméliorationdessystèmesFBMC danslestransmissionssansfilnonlinéairesetasynchrones » ; UNIVERSITÉ MOHAMMED V FACULTÉ DES SCIENCES Rabat ; THÈSE DE DOCTORAT ; 25 Juin 2016
- [8] UNIVERSITÉ DU QUÉBEC MÉMOIRE PRÉSENTÉ À L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES COMME EXIGENCE PARTIELLE DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE PAR YOUSSEF ACHOURI IMPLÉMENT A TI ON EFFICACE DE LA FFT POUR DES COMMUNICATIONS OFDM DÉCEMBRE 2010
- [9] Emmanuel Jaffrot ; Estimation de canal très sélectif en temps et en fréquence pour les systèmes OFDM ; 15 décembre 2000
- [10] SAMI AGREBI ; IMPLÉMENTATION FPGA D'UNE FFT À BASE D'ARITHMÉTIQUE LOGARITHMIQUE POUR LES SYSTÈMES OF DM ; MÉMOIRE PRÉSENTÉ À L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES ; AOÛT 2012
- [11] PATRICE GEORGES MANGA ; ÉTUDE DE PERFORMANCE D'UNE LIAISON SANS FIL OFDM DANS UN CANAL COMPLEXE ; UNNERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TEMISCAMINGUE ; MÉMOIRE PRÉSENTE COMME EXIGENCE PARTIELLE DE LA MAITRISE EN INGÉNIERIE ; OCTOBRE 2012
- [12] Mérouane Debbah ; introduction aux principes de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ;
- [13] <https://nl.mathworks.com/help/comm/examples/fbmc-vs-ofdm-modulation.html>

-
- [14] Parnika Kansal, Ashok Kumar Shankhwar ; « FBMC vs OFDM Waveform Contenders for 5G Wireless Communication System » ; Department of Electronics, School of Engineering, Harcourt Butler Technical University (HBTU), Kanpur, India ; October 23, 2017.
- [15] DALI Amina & BOUAFIA Zineb ; Étude énergétique de la forme d'ondes multi porteuses à base de banc de filtres ; Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen – Faculté de TECHNOLOGIE ; 19/06/ 2017.(<http://dSPACE.univ-tlemcen.dz/bitstream/112/10982/1/Ms.Tel.Dali%2BBouafia.pdf>)
- [16] Traitement Numérique du Signal (Partie 2) ; Support de cours ; Olivier SENTIEYS ; sentieys@enssat.fr; <http://r2d2.enssat.fr/enseignements/Tns/Tns.php> (https://perso.univ-rennes1.fr/olivier.sentieys/teach/TNS_Partie_2.pdf)
- [17] [CHEBOUROU Mohammed & REMAOUN Ahmed Ilyas ; Modélisation d'un filtre numérique multi-cadence à l'aide d'un DSP TMS320VC5416 ; Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen – Faculté de TECHNOLOGIE ; 2017-2018 (<http://dSPACE.univ-tlemcen.dz/bitstream/112/12944/1/Ms.Tel.Chebourou%2BRemaoun.pdf>)
- [18] BTISAM MOURID; filtre à décimation parallélisé; école technologie supérieure université de QUEBEC ; 16 octobre 2003.
(<http://www.collectionscanada.gc.ca/obj/s4/f2/dsk4/etd/MQ85306.PDF>)
- [19] Filter structures; A? Aalto University School of Electrical Engineering.
(https://mycourses.aalto.fi/pluginfile.php/119882/mod_page/content/13/filter-structures.pdf)
- [20] https://www.slideshare.net/jeanbaptiste.dumont/the-ai-rush-121047435?next_slideshow=1
- [21] https://shodhganga.inflibnet.ac.in/bitstream/10603/135337/6/06_chapter%2006_arun.pdf
- [22] Survey of Filter Bank Multicarrier (FBMC) as an efficient waveform for 5G ; march 2018
- [23] <https://bu.umc.edu.dz/theses/electronique/BAO5757.pdf>
- [24]<https://ori-nuxeo.univ-lille1.fr/nuxeo/site/esupversions/32ad7cff-b81d-47bc-bbe0-ed1858459d94>
- [25]https://www.researchgate.net/figure/Elimination-des-ISI-par-lintervalle-de-garde_fig13_310831043
- [26]https://f6eci.pagesperso-orange.fr/mode_numerique.html

Résumé :

Les techniques de modulation multi-porteuses sont sélectionnées pour le développement des systèmes de communication sans fil modernes tels que la 5^{ème} génération 5G grâce à leurs nombreux avantages. Le multiplexage orthogonal par répartition de fréquence OFDM, est une technique permet de lutter contre les canaux sélectif en fréquence, l'OFDM utilise un préfixe cyclique pour combattre les trajets multiples en facilitant l'estimation des canaux, mais aussi il souffre de quelque inconvénients car le préfixe cyclique qui présente une perte en efficacité spectrale. C'est pourquoi cette technique a été élaborée par l'utilisation des bancs de filtres, ou le préfixe cyclique n'est plus nécessaire, et sont donc plus efficaces spectralement. Ce travail a pour principal objectif l'évaluation de modulation multi-porteuse FBMC, une modulation OQAM été utilisé, qui introduit un décalage temporel entre la partie réelle et imaginaire des symboles de données complexes à transmettre, nous s'intéresse aux différents filtres prototypes appliqués, pour l'amélioration en termes de sélectivité en temps et en fréquence, les différents résultats ont été simulés sous logiciel MATLAB.

Mots clés : FBMC, OFDM, 5G, OQAM.

Abstract

Multi-carrier modulation techniques are selected for the development of modern wireless communication systems such as the 5th generation 5G mobile communications due to the number of advantages they offer. Orthogonal frequency- division multiplexing (OFDM) is a widely adopted technique modulation method; it is more resistant to frequency selective channels, the OFDM uses a cyclic prefix to provide better orthogonality in transmitting and facilitating channel estimation affected by multipath propagation. However, it presents a few undesirable problems because the cyclic prefix has a loss in spectral efficiency. It is the reason why this technique has been developed by using filter banks, where the cyclic prefix is no longer necessary. Therefore will be more spectrally efficient. In this work, the main objective is to evaluate the filter bank multi-carrier modulation (FBMC), an OQAM modulation was used that introduces a time lag between the real and imaginary part of complex data symbols to be transmitted. This work aims at shading light at the different prototype filters applied, for the improvement in terms of selectivity in time and frequency. The different results have been simulated under MATLAB software.

ملخص

تم اختيار تقنيات التشكيل متعدد الموجات لتطوير أنظمة الاتصالات اللاسلكية الحديثة مثل الجيل الخامس 5G مع العديد من المزايا. مضاعفة تقسيم التردد المتعامد OFDM هي تقنية للتحكم في القنوات الانتقائية للترددات ، يستخدم OFDM بادية دورية لمكافحة مسارات متعددة من خلال تسهيل تقدير القنوات ، ولكنه يعاني أيضاً من بعض العيوب بسبب البادية الدورية التي لها خسارة في الكفاءة الطيفية. لهذا السبب تم تطوير هذه التقنية عن طريق استخدام بنوك التصفية، حيث لم تعد البادية الدورية ضرورية، وبالتالي فهي أكثر كفاءة من الناحية الطيفية. هذا العمل له هدف رئيسي هو تقييم التشكيل متعدد الموجات FBMC ، تم استخدام تعديل OQAM ، والذي يقدم تحولاً زمنياً بين الجزء الحقيقي والخيالي لرموز البيانات المعقدة المراد إرسالها ، نحن مهتمون بمرشحات النماذج الأولية المطبقة المختلفة ، لتحسين من حيث الانتقائية في الوقت والتردد ، تم محاكاة النتائج المختلفة تحت برنامج MATLAB. الكلمات المفتاحية : FBMC ، OFDM ، 5G ، OQAM.