

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : Réseaux et Télécommunications

Présenté par :

BENNACER Sihem

BOUTAGA Nour El Houda

Sujet :

Conception d'un modulateur FBMC sous Simulink

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

A.ABDELMALEK	MCB à l'université de Tlemcen	Président
G.ABDELLAOUI	MCB à l'université de Tlemcen	Examinateur
F.DERRAZ	MCB à l'université de Tlemcen	Encadreur
M.BOUSAHLA	MCB à l'université de Tlemcen	Co-Encadreur

Remerciement

Nous remercions Dieu de nous avoir donné de la force et de la patience pour mener à bien ce travail.

Nous remercions notre encadreur, Mr DERRAZ.F, pour ces efforts et leur travaillé sans relâche pour nous aider et nous guider dans la réalisation de ce mémoire.

Et nous remercions notre Co-encadreur, Mr BOUSAHLA.M, qui nous a aidés à préparer et à organiser le mémoire.

Enfin nous s'exprime toute nos gratitudes au Mr ABDELMALEK.A et au Mr ABDELLAOUI.G d'avoir accepté d'examiner ce modeste travail de mémoire et de participer au jury de soutenance.

Dédicace

A ma Mère,

*« Tu m'as donné la vie, la tendresse et le courage pour réussir.
Tout ce que je peux t'offrir ne pourra exprimer l'amour et la
reconnaissance que je te porte.*

*En témoignage, je t'offre ce modeste travail pour te remercier
pour tes sacrifices et pour l'affection dont tu m'as toujours
entourée. »*

A mon Père,

*« L'épaulé solide, l'œil attentif compréhensif et la personne la
plus digne de mon estime et de mon respect.*

*Aucune dédicace ne saurait exprimer mes sentiments, que
Dieu te préserve et te procure santé et longue vie. »*

*A mon très cher frère Fouad, mes aimables sœurs Wahiba,
Sabrina et Ikram pour leurs soutiens infinis et leurs aides
incessantes, à qui je souhaite un meilleur avenir.*

A mes cousines d'amour Meryem, Radjaa et Imene.

*A mes meilleures amies Wissam Souhila Imen et Sara et tous
mes camarades de notre promotion télécommunication 2019.*

Nourelhouda

Dédicace

Tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, l'amour, le respect, la reconnaissance, c'est tout simplement que : Je dédie ce mémoire à:

- *Mes chers parents qui n'ont pas cessés de m'encourager, Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours pour eux.*
- *Mon frère « Walid » qui a été un exemple pour moi dans le travail et la diligence, et pour fournir un soutien moral afin de surmonter la tension et la peur qui me dominaient à certaines périodes.*
 - *Ma famille pour leur soutien.*
 - *Aux collègues d'étude:*

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.*

Sihem

Résumé

La modulation multi-porteuse est devenue l'une des techniques les plus célèbres dans le domaine de télécommunication et a joué un rôle majeur dans le développement et l'amélioration des systèmes de communication modernes.

En vue des avantages innombrables qui ont contribué à l'amélioration des systèmes de communications globalement et les systèmes de communication sans fils. En particulier, la modulation multi-porteuse

il contient plusieurs inconvénients, afin d'annuler ces négatifs, ils sont allés vers les bancs de filtre multi-porteuses (FBMC).

L'objectif de ce travail est de faire une étude sur une modulation multi-porteuse alternative à l'OFDM connue sous le nom FBMC, ou encore par l'acronyme FBMC/OQAM.

La principale différence entre OFDM et FBMC est de transmettre des symboles OQAM au lieu des symboles QAM qui introduit un décalage d'une demi-période symbole $T/2$ entre la partie réelle et imaginaire d'un symbole QAM donné.

Mots clé : OFDM, FBMC, QAM, OQAM.

Abstract

Multi-carrier modulation is a technique that plays a very important role in improving wireless communication systems.

Although the OFDM has many advantages that have contributed to the support of this type of communication but it is not perfect and contains several disadvantages, in order to cancel these negatives, they went to the multi-carrier filter banks (FBMC).

The purpose of this work is to study a multi-carrier modulation alternative to OFDM known as FBMC, or by the acronym FBMC / OQAM.

the main difference between OFDM and FBMC is to transmit OQAM symbols instead of QAM symbols which introduces an offset of a half symbol period $T / 2$ between the real and imaginary part of a given QAM symbol.

Key words: OFDM, FBMC, QAM, OQAM.

ملخص

تعد تعددية الموجات الحاملة تقنية تلعب دورًا مهمًا للغاية في تحسين أنظمة الاتصالات اللاسلكية.

على الرغم من أن OFDM لديها العديد من المزايا التي ساهمت في دعم هذا النوع من الاتصالات ولكنها ليست مثالية وتحتوي على العديد من العيوب من أجل إلغاء هذه السلبيات، انتقل الباحثون إلى بنوك التصفية متعددة الناقلات (FBMC).

الغرض من هذا العمل هو دراسة بديل التشكيل متعدد الموجات الحاملة OFDM المعروف باسم FBMC ، أو بواسطة اختصار FBMC/OQAM

الفرق الرئيسي بين OFDM و FBMC هو إرسال رموز OQAM بدلاً من رموز QAM التي تقدم إزاحة نصف رمز فترة $T/2$ بين الجزء الحقيقي والخيالي لرمز QAM معين.

الكلمات المفتاحية : OFDM, FBMC, QAM, OQAM.

Liste des matières

Remerciement	I
Dédicace.....	II
Résumé.....	IV
Abstract	V
ملخص	VI
Introduction Générale	2
Chapitre 1 : Rappels sur la modulation OFDM	4
1.1 Introduction	4
1.2 Canaux multi-trajets	4
1.2.1 Atténuation	4
1.2.3 Canaux sélectifs en fréquences.....	5
1.3 La modulation multi-porteuse	8
1.4 Système OFDM.....	10
1.4.1 Principe.....	11
1.4.2 Principe de la modulation.....	13
1.4.3 Principe de la démodulation	16
1.4.4 Principe du modulateur et du démodulateur utilisant la TFD	18
1.4.5 Multiplexage fréquentiel avec porteuses orthogonales.....	22
	VII

Liste des matières

1.4.6 Interférences entre symboles (ISI).....	25
1.4.7 Avantages et inconvénients de l’OFDM	26
1.4.8 Les formes d'onde post OFDM.....	27
1.5 Conclusion.....	27
Chapitre 2 : Système FBMC (Banc de filtres multi-porteurs)	28
2.1 Introduction	29
2.2 Définition	29
2.3 Banc de filtres multi-transporteurs.....	30
2.4 Configuration Transmultiplexeur du banc de filtres Multi-Porteurs.....	31
2.4.1 OQAM Pré traitement	34
2.4.2 OQAM Post-traitement.....	35
2.4.3 Banc de filtres de synthèse et banc de filtres d’analyse.....	36
2.5 Banc de filtre multi cadence	39
2.5.1 L’opérations de base du taux variables.....	39
2.5.2 L’identité multi cadence	42
2.6 Avantages et inconvénients de FBMC/OQAM.....	42
2.7 Conclusion.....	43
Chapitre 3 : Conception d’un modulateur FBMC.....	44

Liste des matières

3.1 Introduction	46
3.2 MATLAB	46
3.3 Simulink	46
3.4 Conception d'un modulateur FBMC	46
3.5 Filtrage prototype	46
3.5.1 Réalisation du filtre prototype PHYDYAS	47
3.6 Comparaison des réponses de magnitude de filtres prototypes de FBMC et OFDM50	
3.7 Comparaison entre les filtres utilisés	52
3.8.1 La partie émission.....	53
3.8.1.1 Transformer de fourrier rapide inverse	53
3.8.1.2 Échantillonnage.....	55
3.8.1.3 Sur échantillonnage.....	55
3.8.2 Canal d'émission	59
3.8.3 La partie réception	60
3.8.3.1 Sous échantillonnage	60
3.8.3.2 Transformée de Fourier Rapide (FFT).....	62
3.9 Conception d'un modulateur FBMC	65
3.10 Conclusion.....	66

Liste des matières

Conclusion générale.....	67
Bibliographie.....	69

Liste des figures

Figure 1.1: Milieu de transmission avec trajets multiples.	5
Figure 1.2: Illustration de la sélectivité en fréquence d'un canal	7
Figure 1.3: Spectre d'un signal multi porteuses avec la réponse du canal.....	9
Figure 1.4: Schéma général d'une modulation multi porteuses	10
Figure 1.5: Schéma générale du Modulateur/Démodulateur OFDM.....	12
Figure 1.6: Schéma de principe d'un modulateur	14
Figure 1.7: Spectres des différentes porteuses	15
Figure 1.8: Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses.....	15
Figure 1.9: Schéma de principe du modulateur OFDM.....	17
Figure 1.10: Chaîne de transmission.....	19
Figure 1.11: Démodulateur utilisant la FFT	20
Figure 1.12: Modulateur utilisant l'IFFT	20
Figure 1.13: Spectre du signal OFDM.....	21
Figure 1.14 : Repliement de spectre du à l'échantillonnage à la fréquence B.....	22
Figure 1.15: Porteuses orthogonales chevauchées VS. Porteuses disjointes	23
Figure 1.16: Principe d'ajout du préfixe cyclique.	25
Figure 2.1: Schéma fonctionnel du banc de filtres multi-porteurs (FBMC).....	31
Figure 2.2: Configuration TMUX de la multi-porteuse du banc de filtres	32

Liste des figures

Figure 2.3: Prétraitement OQAM	35
Figure 2.4: Post-traitement OQAM	36
Figure 2.5: A l'émission	37
Figure 2.6: A la réception	38
Figure 2.7 : Un dispositif de décimation.....	40
Figure 2.8 : Sous-échantillonnage par $N = 2$	40
Figure 2.9 : un dispositif d'interpolation	41
Figure 2.10 : Sur-échantillonnage par la $N = 2$ (L'insertion des échantillons d'une valeur zéro dans le domaine temporel)	41
Figure 2.11 : Identité de taux variable	42
Figure 3.1: Réponse dans le domaine temporel du filtre PHYDYAS	49
Figure 3.2: Réponse dans le domaine fréquentiel du filtre PHYDYAS	50
Figure 3.3: Comparaison des réponses en amplitude des filtres prototypes de FBMC et OFDM	51
Figure 3.4: Réponses Magnitude de filtre prototype de la FBMC pour $k=2$, $k=3$, $k=4$ dans le domaine fréquentiel.....	52
Figure 3.5: schéma de bloc l'IFFT sur Matlab/Simulink.....	54
Figure 3.6: schéma de sur échantillonnage sur MATLAB/Simulink	56
Figure 3.7: signal émis.....	56

Liste des figures

Figure 3.8: Signal sur échantillonné	57
Figure 3.9: schéma du bloc d'émission FBMC sur Matlab/Simulink	58
Figure 3.10: schéma de délai supplémentaire Z-D	59
Figure 3.11: schéma de canal de transmission.....	60
Figure 3.12: schéma de sous échantillonnage sur MATLAB/Simulink	61
Figure 3.13: Signal émis	61
Figure 3.14: signal sous échantillonné.....	62
Figure 3.15: schéma de bloc FFT sur MATLAB/Simulink.....	63
Figure 3.16: schéma du bloc de réception FBMC sur Matlab/Simulink	64
Figure 3.17: schéma des deux blocs émission/réception sur Matlab/Simulink	65

Liste des tables

Table 1-1 : Conditions pour l'IES et la sélectivité fréquentielle7

Table 3-1: Coefficients fréquentsiels du filtre prototype PHYDYAS pour $k=2,3$ et 448

Liste des acronymes

ADSL	Asynchronous Digital Subscriber Line.
AFB	Analysis Filter Banc.
BPSK	Binary Phase Shift Keying.
CP	Cyclic Prefix.
CR	Cognitive Radio.
DAB	Digital Audio Broadcasting.
DSP	Densité Spectrale de Puissance.
DVB-T	Digital Video Broadcasting Terrestrial.
FBMC	Filter Banc Modulation Carrier.
FFT	Fast Fourier Transform.
FIR	Finie Impulse Reponse.
ICI	Inter-Carrier Interference.
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers.
IES	Interférences entre symboles.
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform.
IG	Intervalle de Garde.
IIR	Infinie Impulse Reponse.
IOTA	Isotropic Orthogonal Transform Algorithm.
ISI	Inter-Symbol Interference.
LOS	Transmission entre ligne direct (Ligne Of Sight).
LTE	Long Term Evolution.
MC	Multi-Carrier.

Liste des acronymes

MIMO	Multiple-Input Multiple-Output.
MT	Multi-Taper.
NPR	Near Perfect Reconstruction.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex.
OQAM	Offset Quadrature Amplitude Modulation.
PHYDYAS	PHYSical layer for DYnamic spectrum AccesS and cognitive radio.
PSD	Power Spectral Density.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying.
SFB	Banc de Filtre de Synthèse.
SRRC	Square Root of Raised Cosine.

Introduction Générale

Aujourd'hui le domaine de communication connaît une augmentation importante du nombre d'utilisateurs, ce qui nécessite un débit important pour rencontrer les besoins des clients en termes de nouvelles applications et le développement de nouveaux standards et technologie de communication.

Le domaine des communications a beaucoup de problèmes, le plus important est l'effet des trajets-multiples qui est responsable de phénomène de sélectivité en fréquence, veut dire que le signal reçu au niveau de récepteur est la somme de plusieurs versions amplifier ou bien retarder de signal original, ce phénomène de sélectivité existe lorsque la bande passante Δf est plus grande que la bande de cohérence B_c .

Pour faire face aux effets négatifs des canaux multi-trajet et pour le but d'éliminons le phénomène de sélectivité en fréquence, les chercheurs ont trouvés des nouvelles techniques de modulation multi-porteuses pour résoudre le problème de sélectivité.

La première technique est OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) dans l'idée principale consiste à diviser la bande spectrale en sous-bande plus petit que la bande de cohérence, ce qui garantit la non sélectivité en fréquence.

De plus l'OFDM offre une technique spectrale très élevée car les sous-porteuses sont orthogonales entre eux, ce qui garantit un gain sur la bande de transmission.

L'OFDM utilise un préfixe cyclique pour lutter les interférences entre symboles et garder l'orthogonalité des sous-porteuses à la réception, malgré tous ces avantages mais l'OFDM présente l'inconvénient des pertes au niveau de la bande passante à cause de l'introduite de préfixe cyclique qui ne contient aucune information au cour de transmission. De plus la modulation OFDM utilise des filtres à fenêtre rectangulaire qui cause une fuite spectrale très importante car l'OFDM possède des lobes secondaires importants et non négligeables comparée à celle du lobe principale.

Tous ces inconvénients ont poussé les chercheurs de penser à de nouvelles techniques de modulation pour éviter ces problèmes. Donc ils ont passés vers la technique de transmission à base de banc de filtre. Cette modulation est appelée (FBMC/OQAM) (Filter Banc Modulation Carrier/ Ofsset Quadrature Amplitude Modulation) car cette technique utilise des filtres mieux localisé en fréquence. De plus elle offre une efficacité spectrale très élevée grâce à l'avantage aussi d'utilisation des filtre prototype bien localiser car les bandes secondaires sont négligeable devant le lobe principal ce qui donne un gain en bande spectrale très élevé.

En globale la modulation FBMC offrent une résolution spectrale plus élevée ainsi qu'une meilleure efficacité et nécessite seulement une petite complexité de calcul par rapport à l'OFDM.

Chapitre 1 : Rappels sur la modulation OFDM

1.1 Introduction

Dans des canaux multi-trajets, les communications mono-porteuses nécessitent une égalisation complexe au niveau du récepteur. Face à ces contraintes, des systèmes de communication multi-porteuse viennent remplacer les systèmes mono-porteurs tout en offrant une transmission simultanée sur plusieurs porteuses. Dans ce mémoire, nous considérons deux systèmes multi-porteurs, que nous détaillerons dans le reste du chapitre [1].

1.2 Canaux multi-trajets

Le canal de transmission est le support physique utilisé pour envoyer l'information de l'émetteur vers le récepteur, et il diffère selon le type d'application envisagée. Ainsi, si le téléphone utilise le câble bifilaire, des applications plus gourmandes en débit privilégieront le câble coaxial, autorisant des hauts débits de l'ordre du Mbit/s, ou mieux la fibre optique qui peut supporter des débits de plusieurs Gbit/s. Dans le cadre de notre travail, nous envisagerons plutôt les transmissions du signal (signal OFDM et signal FBMC), qui utilisent la propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace libre quel que soit le support employé lors de la propagation du signal, celui-ci subit des dégradations d'origine diverse, comme les évanouissements propres à la propagation, le bruit thermique généré par les appareils électroniques, ou encore des perturbations électriques dues aux brouilleurs, parasites, à la foudre... [2].

1.2.1 Atténuation

L'atténuation est défini par la baisse dans la puissance du signal lors de sa transmission d'un point A à un autre point B or elle peut être provoquée par :

- L'augmentation de la distance entre l'émetteur et le récepteur.

- Les obstructions dans le chemin et les effets par trajets multiples. Tous les objets qui obstruent la visibilité directe du signal (LOS : Line Of Sight) de l'émetteur au récepteur peuvent causer une atténuation.
- Masquage du signal peut se produire quand il y a une obstruction entre l'émetteur et le récepteur. Il est généralement provoqué par 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 [3].

1.2 .3 Canaux sélectifs en fréquences

Lorsqu'un signal numérique est transmis d'un émetteur A à un récepteur B via un canal de transmission sans fil, il peut emprunter plusieurs chemins à cause de la présence d'éventuels obstacles sur lesquels les ondes électromagnétiques peuvent être réfléchies. Par conséquent, le signal reçu au niveau du récepteur B est la somme de plusieurs versions atténuées / amplifiées et retardées du signal émis. On dit que le signal qui parcourt différents chemins ou trajets et on parlera de canal de propagation multi-trajets [4].

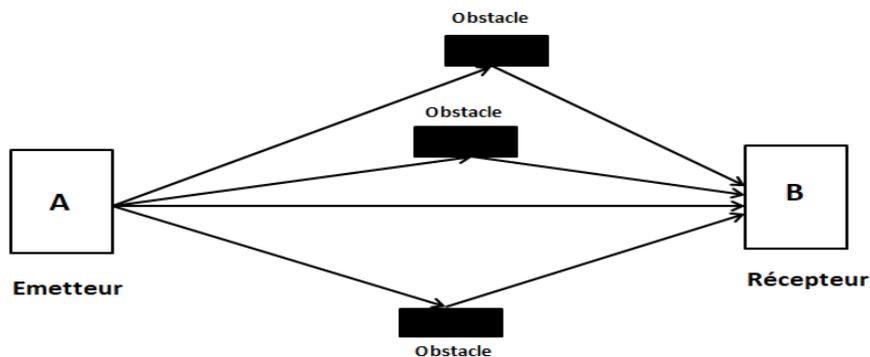


Figure 1.1: Milieu de transmission avec trajets multiples.

Dans un canal de propagation multi-trajets, la différence entre le temps de propagation du trajet est souvent comparée avec la durée d'un symbole pour déterminer s'il y aura interférence

entre symboles (IES ou ISI) ou non. Dans le domaine fréquentiel, on définit la bande de cohérence notée B_c comme étant la largeur de bande de fréquences sur laquelle on peut considérer que la réponse fréquentielle du canal varie peu. D'autre part, la bande de cohérence peut être définie comme la largeur de bande minimale pour laquelle deux atténuations du canal sont indépendantes. On note que B_c est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement des retards notée τ_R . Ainsi, lorsque τ_R est très grand, i.e., les trajets parcourus par le signal transmis sont trop longs, la bande de cohérence B_c est trop petite et par conséquent, il y aura des atténuations différentes pour les composantes fréquentielles du signal transmis.

C'est le phénomène dit « sélectivité en fréquence » et le canal sera défini comme un canal sélectif en fréquence. Pour montrer comment il affecte le signal transmis, nous considérons dans un premier temps la transmission mono-porteuse du signal $x(t)$ par :

$$x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} s_n h(t - nT_s) \quad (1.1)$$

Où les s_n , $n = 0 \dots \infty$ sont les symboles élémentaires issus d'une constellation d'éléments binaires (QAM, BPSK, QPSK...), T_s est la durée d'un symbole s_n et h représente le filtre d'émission demi-Nyquist assurant avec le filtre de réception correspondant une transmission sans ISI dans un canal parfait.

Lorsque ce signal se propage via un canal multi-trajets, l'ensemble filtre d'émission/filtre de réception n'est plus capable d'éliminer les ISI et l'intensité de ces derniers dépend de l'étalement des retards τ_R du canal. Si $\tau_R < T_s$, il y aura interférence juste entre deux symboles consécutifs et cette interférence sera minime. Par contre, si $\tau_R \gg T_s$, l'intensité des interférences sera très importante. Dans le domaine fréquentiel, on compare la bande de cohérence B_c ($\approx 1/\tau_R$) du canal de propagation et la bande passante notée par Δf ($\approx 1/T_s$) du signal modulé. Si $B_c < \Delta f$,

le signal transmis sera atténué / amplifié différemment dans certaines bandes de fréquences, autrement dit, il y aura sélectivité en fréquence. Plus $B_c \ll \Delta f$, plus l'atténuation / l'amplification des composantes fréquentielles du signal est importante et plus la bande de fréquences touchée par la sélectivité est grande. La Figure 1.2 montre le spectre du signal modulé notée $G(f)$ et sa disposition par rapport à la réponse fréquentielle du canal de propagation notée $H(f)$ et de la bande de cohérence de ce dernier dans les deux cas : $B_c > \Delta f$ (pas de sélectivité en fréquence) et $B_c < \Delta f$ (il y a sélectivité en fréquence) [4].

La table ci-dessous, nous résume les caractéristiques principales du canal vis-à-vis de l'IES et de la sélectivité en fréquence [8] :

	OUI	NON
IES	$T_s < \tau_R$	$T_s \gg \tau_R$
SELECT	$B_c < \Delta f$	$B_c \gg \Delta f$

Table 1-1 : Conditions pour l'IES et la sélectivité fréquentielle

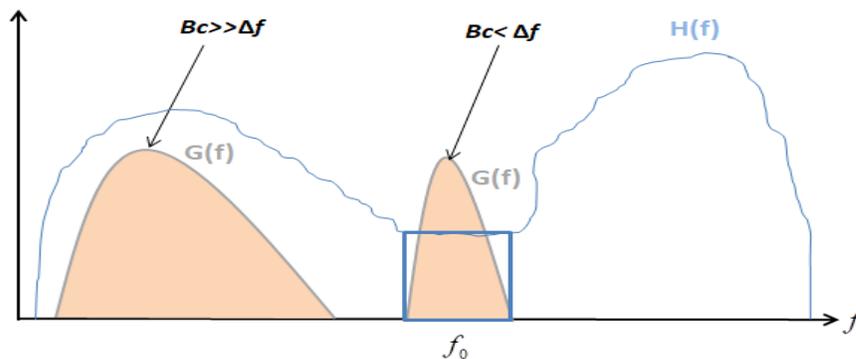


Figure 1.2: Illustration de la sélectivité en fréquence d'un canal

Dans la littérature [4], beaucoup de solutions ont été proposées pour combattre les effets des canaux multi trajets et de la sélectivité en fréquence qui en résulte. Dans notre manuscrit, nous reprenons deux solutions proposées.

SOLUTION 01

- Augmenter la durée T_s pour qu'elle soit suffisamment grande devant τ_R . cela implique que l'IES sera limité, mais nous perdons en débit de transmission noté D donnée par la relation $D=1/T_s$ [4].

SOLUTION 02

- Au niveau de chaque récepteur compenser les effets du canal à l'aide d'une étape d'égalisation, dont le principe consiste à filtrer le signal reçu avec l'inverse de la réponse du canal. Cette méthode a l'avantage de bien fonctionner mais la complexité réside au niveau des égaliseurs associés au récepteur d'où la nécessité de l'estimation du canal [4].

Pour lutter contre les effets négatifs des canaux sélectifs en fréquence et remédier les inconvénients des solutions précédentes, les modulations multi porteuses ont été proposées pour augmenter la durée du symbole transmis tout en gardant le même débit que les modulations mono porteuses. En plus, elles permettent une égalisation plus simple et plus efficace dans le domaine fréquentiel. Dans ce qui suit, nous rappelons le principe des modulations multi porteuses et leurs apports pour les communications sans fil à trajets [4].

1.3 La modulation multi-porteuse

L'idée originale des modulations multi-porteuses consiste à diviser le spectre Δf du signal à transmettre en N sous bandes centrées sur des fréquences dites sous-porteuses (voir Figure 1.4). Chaque sous-porteuse est modulée par un symbole élémentaire, ce qui signifie que N symboles sont transmis en parallèle au lieu d'un seul. L'objectif est de transformer la bande de fréquences

allouée au signal, qui était plus grande que la bande de cohérence B_c du canal, en plusieurs sous bandes plus étroites et plus petites que B_c . Dans le domaine temporel, ceci est équivalent à augmenter la durée du symbole à transmettre (qu'on appelle symbole multi-porteuses) pour qu'elle soit plus grande que l'étalement des retards du canal multi-trajets. Les interférences entre symboles sont ainsi réduites [4].

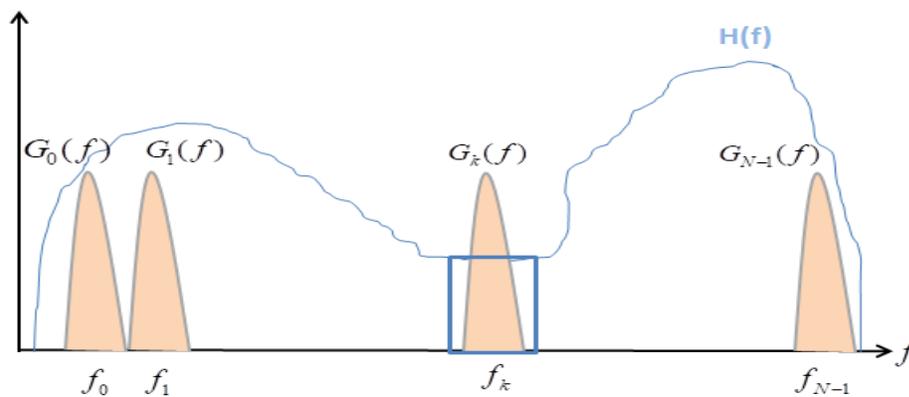


Figure 1.3: Spectre d'un signal multi porteuses avec la réponse du canal

Le schéma général d'une modulation multi porteuses 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 techniques qui exigent une bande de garde pour pouvoir récupérer le signal transmis correctement [4].

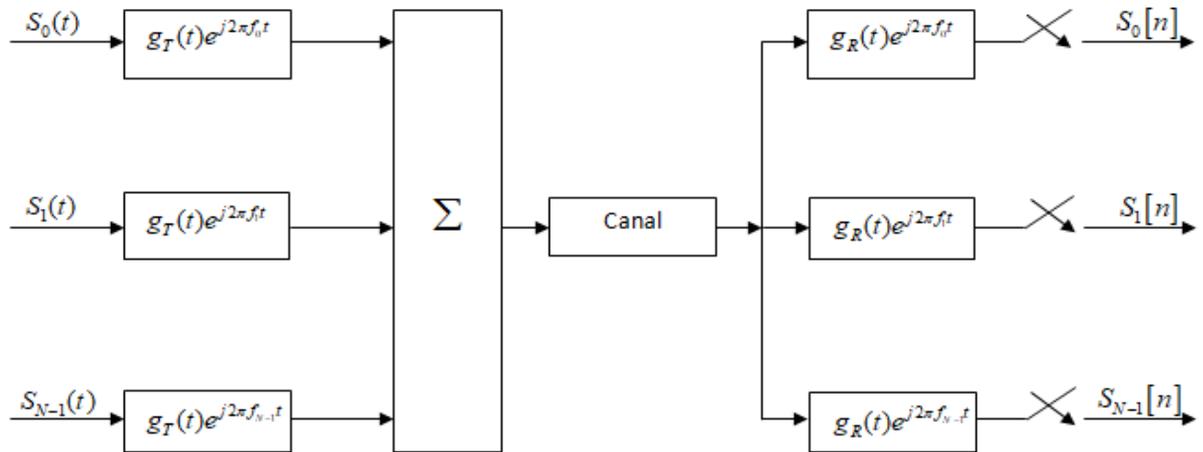


Figure 1.4: Schéma général d'une modulation multi porteuses.

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. Le principe de multiplexage fréquentiel avec des porteuses orthogonales est présenté dans le paragraphe suivant tandis que les filtres d'émission/réception et leur conception seront traités plus loin dans ce chapitre [4].

1.4 Système OFDM

La technique de modulation OFDM est très utilisée dans les systèmes où le canal de propagation est fortement sélectif en fréquence sur la bande considérée. En outre, l'OFDM utilise un préfixe cyclique (CP) pour combattre les interférences entre symboles. Nous notons aussi, que le modulateur et le démodulateur OFDM sont conçus à base de transformée de fourrier inverse

(IFFT) et directe (FFT) respectivement. En plus, cette modulation est désormais intégrée dans de nombreux standards de télécommunication. On peut citer l'Asymétrique Digital Suscrite Line (ADSL), le DAB, DVB-T, IEEE 802.11, IEEE 802.16 ou encore LTE (Long Term Evolution) comme standards utilisant aujourd'hui l'OFDM [1].

1.4.1 Principe

Le signal OFDM transmis en bande de base est donné par l'expression suivante :

$$i(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n} f(t - mT) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} \quad (1.2)$$

Avec:

- N est le nombre de sous porteuses,
- T est la durée d'un symbole OFDM,
- $a_{m,n}$ est le symbole transmis sur la $n^{\text{ème}}$ sous porteuse à l'instant mT . Résultant d'une modulation de type M-QAM,
- $f(t)$ est le filtre rectangulaire de longueur T qui est donné par :

$$f(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} & t \in [0, T] \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (1.3)$$

Au niveau du récepteur le symbole reçu sur la sous-porteuse (n_0) à l'instant m_0T est donné par l'équation suivante :

$$\begin{aligned}
 y_{m_0, n_0} &= \left\langle i(t), f(t - m_0 T) e^{j \frac{2\pi}{T} n_0 t} \right\rangle \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} i(t) f(t - m_0 T) e^{-j \frac{2\pi}{T} n_0 t} dt \\
 &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{+\infty} a_{m,n} f(t - mT) f(t - m_0 T) e^{j \frac{2\pi}{T} (n - n_0) t} dt = a_{m_0, n_0} \quad (1.4)
 \end{aligned}$$

Avec :

- \langle , \rangle représente l'opérateur produit scalaire.

- $i(t)$ est le signal modulé, $z(t)$ le signal à l'entrée du récepteur et \hat{a}_{m_0, n_0} le symbole reçu à l'instant $m_0 T$ sur la porteuse n_0 [1].

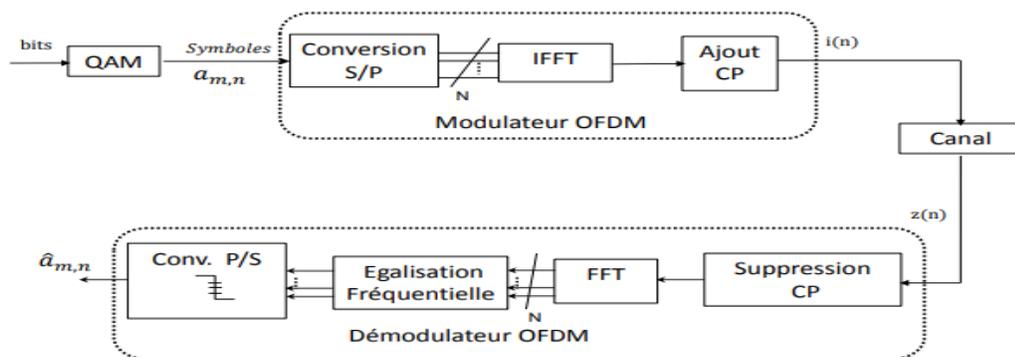


Figure 1.5: Schéma générale du Modulateur/Démodulateur OFDM

Les symboles de flux de bits qui passent par la modulation QAM sont envoyés par le convertisseur série/ parallèle où les bits modulés seraient disposés d'une manière telle qu'il serait alimenté en entrée du bloc IFFT. Nous obtiendrons à la sortie, des signaux modulés et multiplexés qui sont dans le domaine temporel. Cependant, pour éviter complètement l'ISI et ICI,

on ajoute un intervalle de garde entre les symboles OFDM adjacents. La séquence résultante va passer à travers un convertisseur numérique/analogique, qui sera transmis à travers le canal radio mobile. La sortie du canal est obtenue après convolution du signal de sortie avec la réponse impulsionnelle du canal et l'addition du bruit. Le signal reçu va passer à travers un convertisseur analogique/numérique. Puisque l'ISI existe seulement dans les premiers échantillons de la séquence reçue, ces échantillons sont enlevés avant une démodulation multi-porteuse. La partie des échantillons libre d'ISI est démodulé par inverse OFDM en utilisant l'FFT. A la sortie, on récupère le flux de données initial après une conversion parallèle série [5].

1.4.2 Principe de la modulation

Le principe de multiplexage en fréquence est de grouper des données numériques par paquet de N , qu'on appellera symbole OFDM et de moduler par chaque donnée une porteuse différente en même temps.

Considérons une séquence de N données C_0, C_1, \dots, C_{N-1} , appelons T_s la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare 2séquence de N données. Chaque donnée c_k module un signal à la fréquence f_k .

Le signal individuel s'écrit sous forme complexe:

$$s_1(t) = c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (1.5)$$

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

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (1.6)$$

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est $1/T_s$, Alors :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}$$

Et :

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \quad (1.7)$$

Voici le schéma de principe de la modulation :

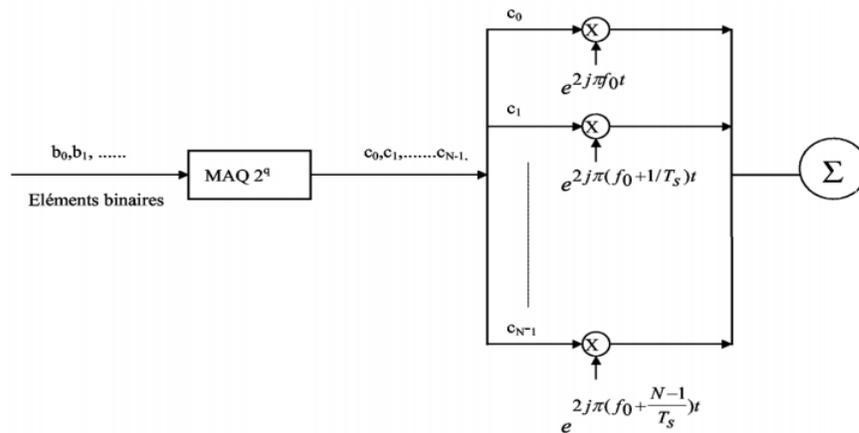


Figure 1.6: Schéma de principe d'un modulateur

Plus précisément les données numériques c_k sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation (mapping) de modulation d'amplitude en quadrature MAQ à plusieurs états (4, 16, 64, de façon générale à $2q$ états). Ces données sont des symboles q -aires formés par groupement de q bits. On appelle symboles numériques. Il ne faut pas les confondre avec le symbole OFDM qui est un regroupement de N symboles numériques sur N porteuses.

De l'équation (1.7), on peut déduire l'expression réelle du signal :

Si : $c_k = a_k + jb_k$

$$(1.8) \quad s(t) = \text{Re}(s(t)) = \text{Re}\left(\sum_{k=0}^{N-1} (a_k + jb_k) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos(2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t) - b_k \sin(2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t)$$

D'après l'expression du signal, le modulateur ainsi que le démodulateur devrait comporter N modulateurs individuels.

Nous allons déterminer le spectre du signal OFDM.

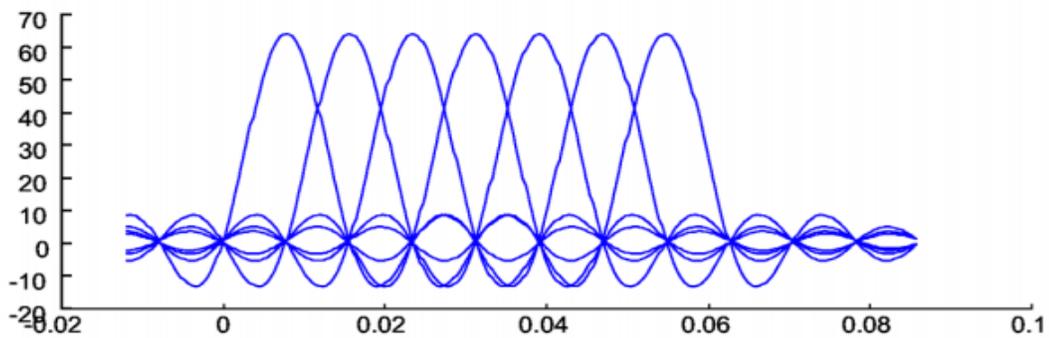


Figure 1.7: Spectres des différentes porteuses

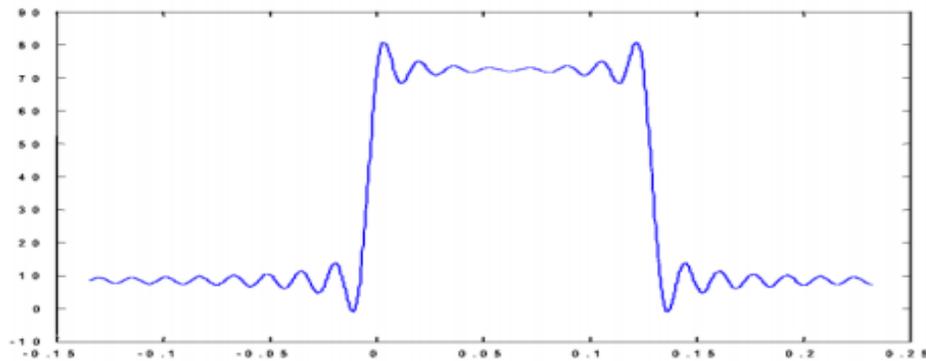


Figure 1.8: Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses

Chaque porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée T_s , son spectre est la transformée de Fourier de la fenêtre et le spectre total est la somme des spectres individuels.

La figure 1.5 montre que l'espace entre chaque sous-porteuse $1/T_s$ permet, lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres : c'est la condition d'orthogonalité. (Orthogonal OFDM).

Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et malgré ceci d'éviter les interférences entre sous-porteuses si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse.

La figure 1.6 montre qu'alors, la bande en fréquence est occupée de façon optimum, puisque le spectre est presque plat dans cette bande. La bande occupée est à peu près $B=N/T_s$.

(En excluant les lobes secondaires de part et d'autre de la bande), chaque sous-porteuse occupant à peu près $1/T_s$.

1.4.3 Principe de la démodulation

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

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (1.9)$$

$H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et au temps t . cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s ($T_s \ll B_d$).

La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses suivant le schéma classique :

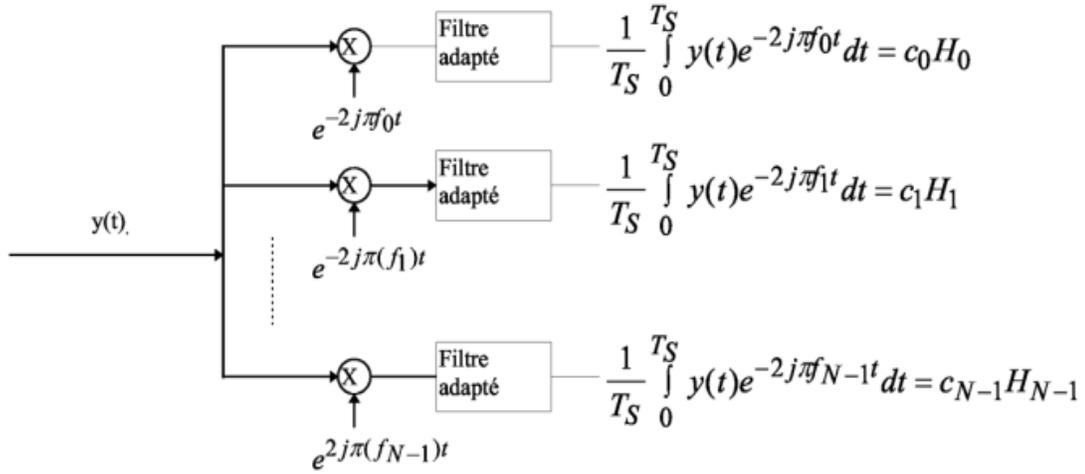


Figure 1.9: Schéma de principe du modulateur OFDM

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_s} c_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = c_i H_i \quad (1.10)$$

Parce que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = 0 \quad \text{si : } k \neq i$$

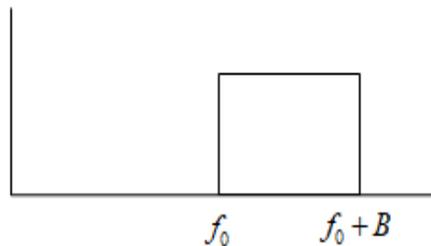
$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = 1 \quad \text{si : } k = i$$

En pratique, comme pour la modulation, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de Fourier.

1.4.4 Principe du modulateur et du démodulateur utilisant la TFD

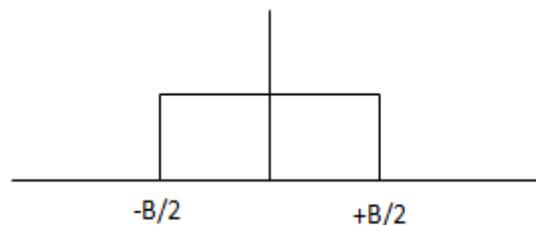
Pour discrétiser, il faut choisir une fréquence d'échantillonnage. Voyons comment la démodulation impose cette fréquence :

Le signal occupe la bande passante B autour de la fréquence d'échantillonnage f_0 comme le montre le schéma suivant :



Pour démoduler, on va d'abord transposer le signal en bande de base, donc effectuer une translation de $f_0 + B/2$, fréquence médiane de la bande.

Le spectre occupera la bande $[-B/2, B/2]$, comme on voit sur le schéma suivant :



La bande passante du signal étant $B/2 = N/2T_s$, la fréquence d'échantillonnage doit être supérieur ou égale à $2B/2$ soit N/T_s . L'échantillonnage se fera aux temps $t_n = n T_s/N$.

La chaîne de transmission est schématiquement la suivante :

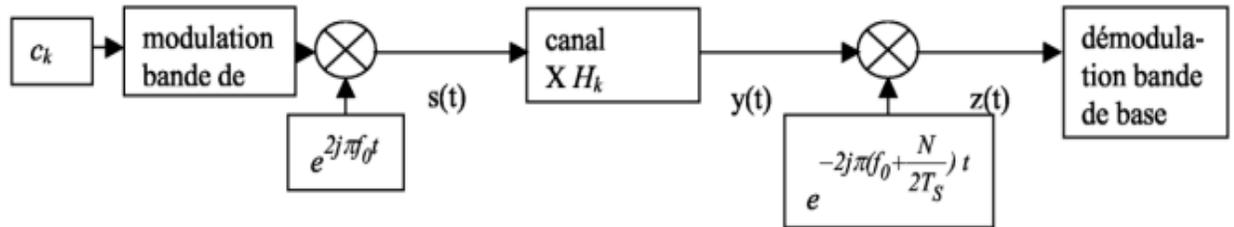


Figure 1.10: Chaîne de transmission

Le signal reçu en bande de base après le décalage en fréquence de $f_0 + B/2$ s'écrit alors :

$$z(t) = y(t)e^{-2j\pi(f_0 + \frac{N}{2T_s})t} = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi(\frac{k-N}{T_s})t} \quad (1.11)$$

Puis après échantillonnage :

$$z(t_n) = z\left(\frac{nT_s}{N}\right) = z_n = (-1)^n \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi\frac{kn}{N}} \quad (1.12)$$

On voit que z_n est la transformée de Fourier discrète inverse de $c_k H_k$, la démodulation consiste à effectuer une Transformée de Fourier directe discrète.

L'intérêt de cette discrétisation est qu'on peut réaliser ces transformées de Fourier à l'aide d'algorithme de FFT (direct) et IFFT (inverse).

Le schéma de principe du démodulateur se simplifie :

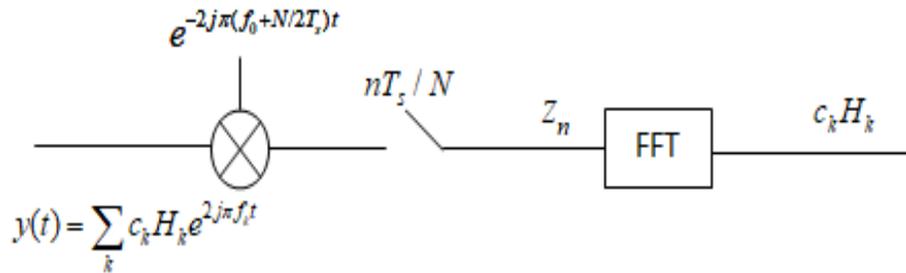


Figure 1.11: Démodulateur utilisant la FFT

Si on suppose que le signal modulé en bande de base $s(t)$ est lui aussi discrétisé, les échantillons s_n s'écrivent :

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (1.13)$$

Le schéma de principe du modulateur est le suivant :

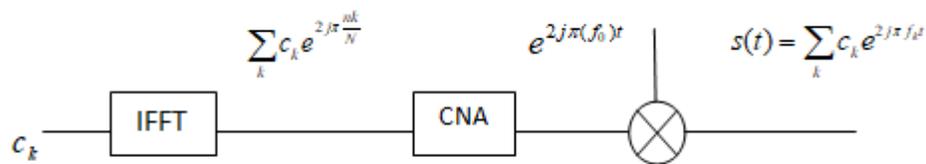


Figure 1.12: Modulateur utilisant l'IFFT

Physiquement, les symboles numériques c_k sont les données dans l'espace fréquentiel, les échantillons du signal s_n sont les données dans l'espace temporel puisqu'on passe des premières aux secondes par une transformée de Fourier inverse.

Le spectre du signal OFDM est formé des c_k placés aux fréquences f_k autour de ces données.

Le spectre s'élargit suivant un sinus cardinal à cause du spectre de la fenêtre temporelle T_s .

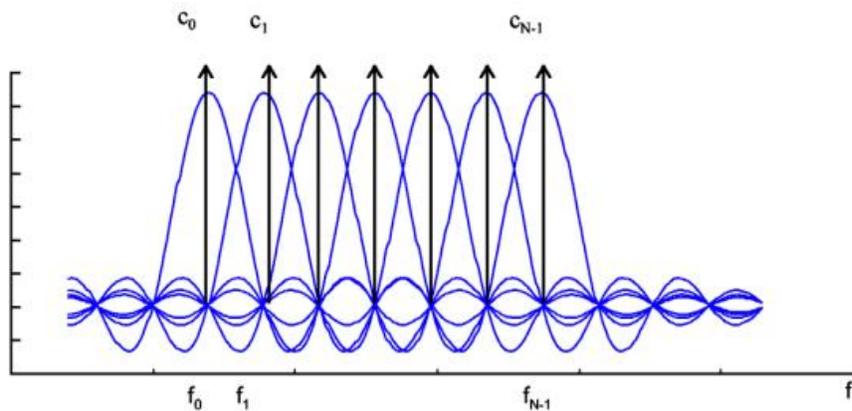


Figure 1.13: Spectre du signal OFDM

Remarque

- la période d'échantillonnage est la durée des symboles numériques issus de la constellation.
- revenons sur l'échantillonnage à la démodulation :

Le spectre après échantillonnage est le suivant (la fréquence d'échantillonnage est B bande occupée par le signal OFDM) :

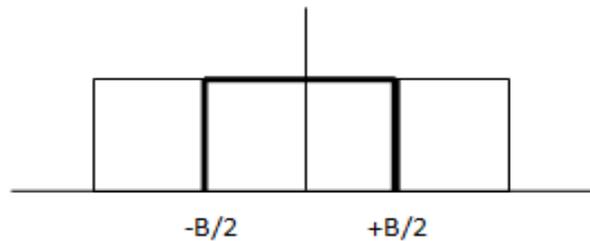


Figure 1.14 : Repliement de spectre dû à l'échantillonnage à la fréquence B

Pour être certain de ne pas avoir de repliement de spectre, on peut « annuler » les porteuses proches des extrémités de la bande passante. Il y a en réalité un peu moins de porteuses transmises que N.

On peut aussi filtrer le signal par un filtre de Nyquist. On peut aussi sur-échantillonner [3].

1.4.5 Multiplexage fréquentiel avec porteuses orthogonales

L'utilisation des porteuses orthogonales est une des raisons principales de la réussite des modulations multi-porteuses. En effet, le recouvrement partiel entre les sous-canaux apporte un gain important en matière de bande passante et par conséquent une efficacité spectrale élevée et comparable à celle d'une modulation mono-porteuse équivalente. La Figure 1.15 [6] illustre le gain d'efficacité spectrale qu'offre le multiplexage à base de porteuses orthogonales par rapport à celui basé sur des porteuses disjointes [4].

En partant du schéma général des modulations multi-porteuses illustré par la Figure 1.14, on peut écrire le signal transmis sous la forme suivante :

$$x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} s_n^k g_T(t - nT) e^{j2\pi f_k t} \quad (1.14)$$

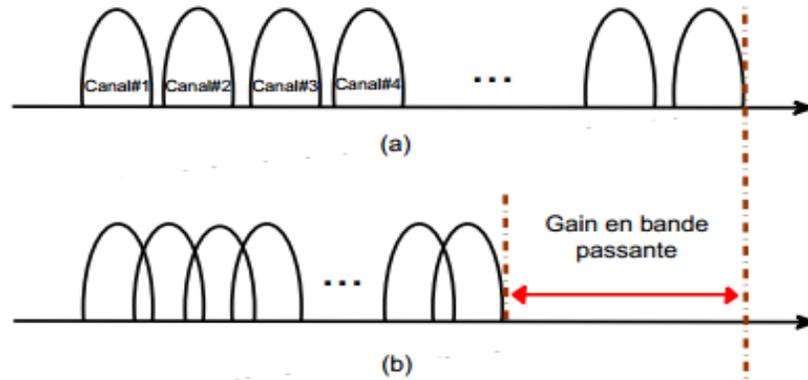


Figure 1.15: Porteuses orthogonales chevauchées VS. Porteuses disjointes

Avec : $f_k = f_0 + k \delta f$, où f_0 est la fréquence de porteuse d'origine et δf l'espace entre les sous porteuses. T désigne la durée d'un symbole multi porteuses ainsi que la durée du filtre d'émission $g_T(t)$ (Transmission filter).

Dans un canal parfait, on considère le décodage du $m^{ième}$ symbole de la $l^{ième}$ sous-porteuse. On l'obtient à l'aide d'une opération de démodulation comme suit :

$$\begin{aligned}
 \hat{s}_m^l &= \langle x(t), g_R(t - mT)e^{j2\pi f_l t} \rangle \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) g_R^*(t - mT) e^{-j2\pi f_l t} dt \quad (1.15) \\
 &= \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} s_n^k \int_{-\infty}^{\infty} g_T(t - nT) g_R^*(t - mT) e^{j2\pi(f_k - f_l)t} dt
 \end{aligned}$$

Où $g_R^*(t)$ désigne le complexe conjugué du filtre de réception $g_R(t)$.

D'après les équations (1.15), le symbole transmis peut être restitué correctement (c'est-à-dire : $s_m^l = \hat{s}_m^l$).

Si :

$$\int_{-\infty}^{\infty} g_T(t-nT)g_R^*(t-mT)e^{j2\pi(f_k-f_l)t} dt = \delta_{mn}\delta_{kl} \quad (1.16)$$

Où δ_{kl} est le symbole de Kronecker défini par :

$$\delta_{kl} = \begin{cases} 1, & \text{si } k = l \\ 0, & \text{si } k \neq l \end{cases} \quad (1.17)$$

L'équation (1.16) est appelée la condition d'orthogonalité. Sa vérification dépend du choix de la disposition des fréquences porteuses ainsi que celui des filtres d'émission/réception.

Dans la célèbre OFDM par exemple, l'espace entre les sous-porteuses est pris $\delta f = 1/T$ et donc la porteuse à la $k^{\text{ième}}$ porte définie par sa fréquence est donnée par $f_k = f_0 + k/T$. Quant aux filtres d'émission/réception, l'OFDM utilise la fonction :

$$g_T(t) = g_R(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}}, & \text{si } t \in [0, T] \\ 0, & \text{si non} \end{cases} \quad (1.18)$$

Et dont le spectre autour de la fréquence porteuse f_k est défini par un sinus cardinal comme suit :

$$G_k(f) = \sqrt{T} \frac{\sin(\pi(f-f_k)T)}{\pi(f-f_k)T} \quad (1.19)$$

Cette solution proposée par l'OFDM s'avère très simple et efficace pour assurer une bonne séparation entre les sous-porteuses à la réception. Cependant, elle est loin d'être la meilleure comparée avec d'autres techniques qui utilisent des filtres mieux localisés en fréquence telles que les modulations multi-porteuses basées sur l'utilisation des bancs de filtres (FBMC).

Ces modulations présentent plusieurs avantages par rapport à l'OFDM, parmi lesquels on peut citer l'absence d'ajout d'un intervalle de garde qui engendre une perte d'efficacité spectrale pour l'OFDM [4].

1.4.6 Interférences entre symboles (ISI)

Pour lutter contre les interférences entre symboles OFDM et garder l'orthogonalité des porteuses à la réception, il convient de rajouter un intervalle de garde (IG) permettant de faire courir les effets du canal multi-trajets sur une durée complémentaire. Ces effets qui se manifestent par l'interférence entre deux symboles OFDM successifs est la conséquence directe de la propagation de ces deux symboles sur les différents trajets du canal. Plusieurs techniques d'ajout d'intervalle de garde ont été suggérées mais la plus populaire est celle qui consiste à ajouter cet intervalle sous forme de préfixe cyclique [7] et dont le principe est illustré par la Figure (1.16).

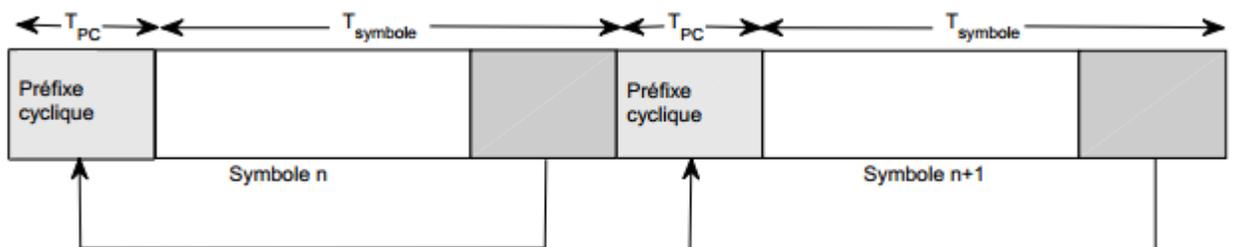


Figure 1.16: Principe d'ajout du préfixe cyclique.

Sur cette figure, on voit comment la fin de chaque symbole OFDM est insérée à son début. L'idée clé étant d'introduire une sorte de redondance structurée afin de transformer le produit de convolution classique en un produit de convolution circulaire. Ainsi, en plus de réduire considérablement les interférences entre symboles, cette astuce permet de simplifier l'étape d'égalisation à la réception [8].

Malgré les avantages qu'apporte le préfixe cyclique, son ajout engendre une perte non négligeable en efficacité spectrale parce qu'une partie de la bande passante sera utilisée pour transmettre les données contenues dans le préfixe cyclique [4].

1.4.7 Avantages et inconvénients de l'OFDM

Comme toute technique de modulation l'OFDM présente des avantages et des inconvénients que nous allons citer. Parmi les avantages des systèmes de l'OFDM nous notons :

- L'utilisation optimale de la bande de fréquences allouée grâce à l'orthogonalité entre les porteuses.
- Un coût faible, dû au fait que la modulation/démodulation utilise un algorithme peu complexe qui est la FFT/IFFT.
- Une égalisation simple et optimale grâce à l'ajout du CP.
- Une bonne résistance à l'étalement des canaux multi-trajets.

Cependant, les inconvénients de l'OFDM sont :

- Des phénomènes de déphasage sur les symboles reçus pouvant intervenir et dégrader les performances du système en causant des erreurs de synchronisation temporelle.
- Le désaccord en fréquence entre les oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur, appelé (Offset Frequency), engendre des interférences entre les porteuses, impliquant ainsi une perte d'orthogonalité entre ces dernières.
- La vulnérabilité aux distorsions non-linéaires causées par l'amplificateur de puissance à l'émission.

- Les remontés hors bande de la densité spectrale de puissance (DSP) dues à l'utilisation d'un filtre rectangulaire, pour la mise en forme des symboles à transmettre [1].

1.4.8 Les formes d'onde post OFDM

Comme nous l'avons déjà dit, parmi les inconvénients des modulations OFDM nous notons l'utilisation du préfixe cyclique qui réduit l'efficacité spectrale. En plus, l'OFDM présente des lobes secondaires très élevées au niveau de la PSD. Afin de combattre ces problèmes d'autres formes d'ondes ont été proposées. Ces formes d'ondes répondent aux exigences imposées par l'augmentation du nombre d'utilisateurs, des débits de téléchargement et d'accès à l'information tout en tenant compte de l'ergonomie des équipements utilisés [1].

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu général sur les canaux multi-trajet, le phénomène de sélectivité en fréquence, la modulation multi-porteuses, et nous avons donné une explication général sur le principe de la modulation OFDM et leur fonctionnement.

Les nouvelles techniques de modulation sont à base de banc de filtre .dans cette mémoire on va baser sur une étude de système multi-porteuses de type FBMC/OQAM.

Chapitre 2 : Système FBMC (Banc de filtres multi-porteurs)

2.1 Introduction

Les modulations multi- porteuses à base de bancs de filtre (FBMC), nécessitent pas de PC et montrent une meilleure robustesse au décalage de fréquence résiduelle en tirant partie de la basse fuite spectrale de son filtre de prototype.

Les modulations FBMC sont également un candidat pour la couche physique de la radio cognitive.

En outre, les bancs de filtres au niveau du récepteur peuvent être utilisés comme un outil d'analyse de CR pour la détection du spectre. L'application des bancs de filtres pour la détection de spectre se révèle être plus approprié que la transformé de Fourier rapide (FFT) et la méthode Multi-Taper (MT) en raison de ses hautes performances et de son faible coût. Par conséquent les FBMC sont un candidat potentiel pour les systèmes de la CR en raison de leur capacité à offrir une capacité élevée et leurs bonnes cohabitations avec les systèmes de communication actuels [9].

2.2 Définition

La modulation FBMC/OQAM se positionne comme une alternative à la modulation OFDM classique dans les systèmes 5G. FBMC/OQAM offre une meilleure efficacité spectrale par rapport au système OFDM qui est due à la non-utilisation du préfixe cyclique en plus, elle présente des remontées spectrales faibles au niveau de la DSP [9].

L'idée principale de la FBMC/OQAM est de transmettre des symboles offset QAM (OQAM) au lieu des symboles QAM (Quadrature Amplitude Modulation) conventionnels où un décalage d'une demi-période symbole $T/2$ est introduit entre la partie réelle et la partie imaginaire d'un symbole QAM donné. Si la partie imaginaire est retardée de $T/2$ sur une sous-porteuse, c'est la partie réelle qui sera retardée sur la sous-porteuse suivante [10].

2.3 Banc de filtres multi-transporteurs

La technique FBMC permet de surmonter les limites de l'OFDM en ajoutant des filtres de mise en forme d'impulsion qui délivre un sous-canal bien localisé dans le temps et domaine de fréquence. Par conséquent, les systèmes FBMC ont d'avantage de signaux de confinement spectral et offrent une utilisation plus efficace des ressources radioélectriques en l'absence de PC.

Sur la figure (2.1), on voit que les bancs de filtres du côté de l'émetteur et le côté récepteur consistent en une matrice de N filtres qui traite N signaux d'entrée pour donner N sorties. Si les entrées de ces N filtres sont associées ensemble, le système de manière analogue peut être mesuré comme un analyseur au signal d'entrée en fonction des caractéristiques de chaque filtre. Sur la figure (2.1), le groupe de filtres utilisé du côté émetteur est appelé banc de filtres de synthèse et le banc de filtres utilisé dans le récepteur est appelé banc de filtres d'analyse. Comme illustré à la figure (2.1), le signal d'entrée est d'abord converti de la forme série en forme parallèle puis passé à travers le banc de filtre de synthèse, puis il est reconverti en forme de série après être sorti du banc de synthèse. Après cela, on peut voir sur la figure (2.1) que dans le récepteur le signal passe par le canal, il est converti en une forme parallèle par une liaison série vers convertisseur parallèle et passé à travers la banc de filtres d'analyse. Enfin quand le signal de sortie est obtenu, il est à nouveau converti en forme série par convertisseur parallèle à série. D'où la configuration de synthèse-analyse illustrée à la figure (2.1) est appelé transmultiplexeur ou TMUX et est appliqué dans la communication MC systèmes [11].

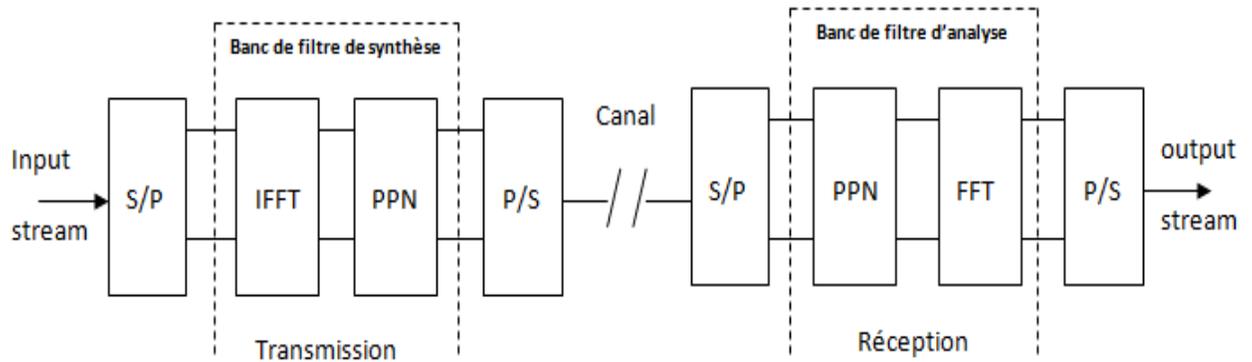


Figure 2.1: Schéma fonctionnel du banc de filtres multi-porteurs (FBMC)

2.4 Configuration Transmultiplexeur du banc de filtres Multi-Porteurs

Le cœur du système FBMC est la configuration TMUX présentée à la figure (2.2). Les blocs de traitement principaux dans cette représentation sous forme directe sont des prétraitements OQAM, banc de filtres de synthèse, le banc de filtres d'analyse et le post-traitement OQAM.

Le canal de transmission est classiquement mal placé lors de l'analyse et de la planification. Les systèmes TMUX en tant que problème d'égalisation de canal sont contrôlés distinctement. Les bancs de filtres de synthèse et d'analyse sont naturellement les composants clés. Les bancs peuvent être divisés en différents types en fonction du choix des filtres prototypes, des fonctions de modulation et des propriétés souhaitées. Dans cette recherche, nous avons décidé d'étudier les banques de filtres M-sub Channel qui peuvent être classées. Par le terme suivant [11] :

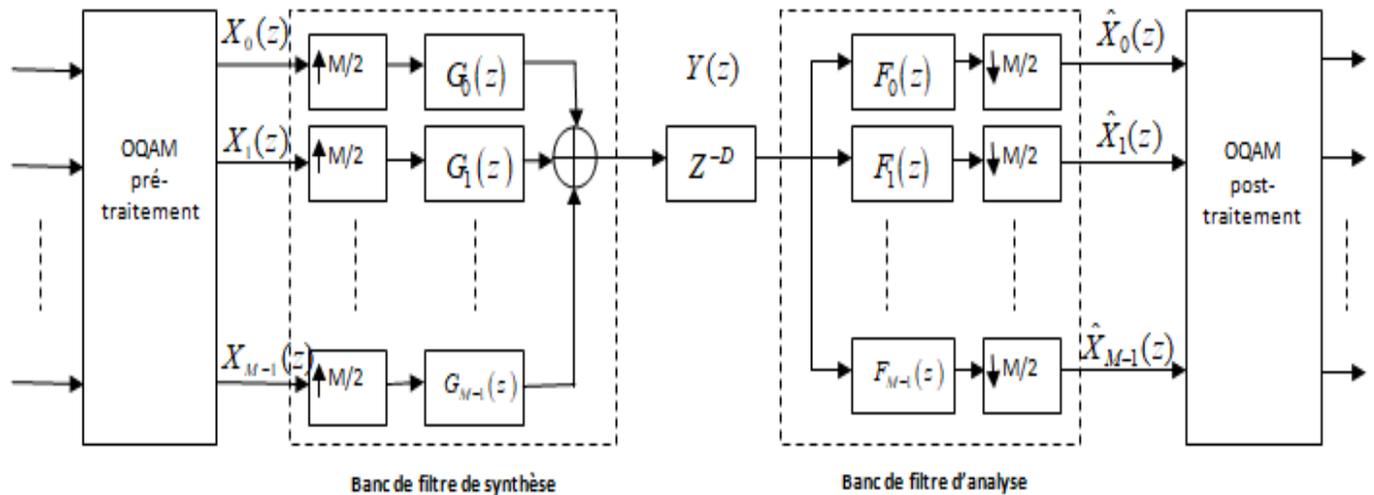


Figure 2.2: Configuration TMUX de la multi-porteuse du banc de filtres

- 1) **Modulé complexe:** pour obtenir une bonne efficacité spectrale, un signal de bande de base I/Q complexe est nécessaire aux fins de la transmission et des bancs de filtres modulés complexes constituent un choix logique. Cela signifie que tous les filtres de sous-canaux sont versions décalées en fréquence du filtre prototype.
- 2) **Uniforme:** tous les filtres de sous-canaux ont la même bande passante que le filtre prototype et ils divisent la bande passante disponible de manière égale.
- 3) **Réponse impulsionnelle finie (FIR):** les banques de filtres FIR sont utilisées à la place de leurs contreparties de réponse impulsionnelle infinie (IIR) car les filtres FIR sont toujours stables et ils sont relativement facile à concevoir et à mettre en œuvre.
- 4) **Orthogonal:** Pour les bancs de filtres orthogonaux, un seul filtre prototype est utilisé.

En règle générale, des filtres prototypes à phase linéaire sont utilisés. Par conséquent, les schémas de modulation exponentielle peuvent fournir des filtres de sous-canaux à phase linéaire. Ensuite le retard du système entier résultant dépend de l'ordre du filtre prototype.

- 5) Reconstruction presque parfaite (NPR): les signaux de sortie ne sont que presque versions retardées des signaux d'entrée, c'est-à-dire quantité assurée de la structure du banc de filtres altérations à base peuvent être tolérés tant qu'ils sont moins liés à ceux causée par un canal de transmission. Les principaux paramètres de conception du banc de filtres sont les suivants:
 - A. Le nombre de sous-canaux M est essentiellement un nombre pair aléatoire, mais caractéristique, c'est une puissance de deux acceptable pour une application efficace.
 - B. Ainsi, les plus grandes longueurs de prototypes de filtres de motivation sont sélectionnées pour être $L_p=KM-1$, $L_p=KM$, et $L_p=KM+1$ et, où K est un entier positif appelé en tant que facteur de chevauchement et il est choisi d'être égal ou supérieur à 3.
 - C. Le filtre prototype est conçu de manière à ce que seuls les filtres de sous-canaux immédiatement adjacents se chevauchent de manière pointue dans la fréquence domaine. La quantité de sous-canaux est le double de l'échantillonnage ascendant et descendant facteurs suggérant 2x bancs de filtres sur échantillonnés si les signaux d'entrée et de sortie sont complexe-évalué. Par conséquent, si les signaux d'entrée et de sortie sont purement réels / imaginaires, le TMUX existant est alors comparable à un TMUX échantillonné de manière critique. Cela se produit parce que le taux d'échantillonnage (calculé en termes d'échantillons à valeur réelle) de la sortie SFB et l'entrée AFB sont égales à la somme des fréquences d'échantillonnage du sous signaux de canal. Un délai supplémentaire z^{-D} , avec D dépendant de la longueur du filtre prototype ($L_p = KM+1 - D$), doit être inclus dans la sortie AFB ou SFB [11].

2.4.1 OQAM Pré traitement

La première opération est une conversion complexe/réelle ou les parties réelles et imaginaires d'un symbole complexe $c_k[l]$, transmises à un débit $1/T$, sont séparées pour former deux nouveaux symboles $d_k[n]$ et $d_k[n+1]$ [10].

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

$$d_k[n] = \begin{cases} \text{Re}(c_k[l]), & k \text{ pair} \\ \text{Im}(c_k[l]), & k \text{ impair} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$d_k[n+1] = \begin{cases} \text{Im}(c_k[l]), & k \text{ pair} \\ \text{Re}(c_k[l]), & k \text{ impair} \end{cases} \quad (2.2)$$

Avec :

l l'indice d'échantillon à l'entrée du bloc OQAM prétraitement et à la sortie du bloc OQAM post-traitement.

n l'indice d'échantillon à la sortie du bloc OQAM prétraitement et à l'entrée du bloc OQAM post-traitement.

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

$$\theta_k[n] = j^{k+n} \quad (2.3)$$

Les données à la sortie du bloc OQAM prétraitement $x_k[n]$ peuvent s'exprimer :

$$x_k[n] = d_k[n]\theta_k[n] \quad (2.4)$$

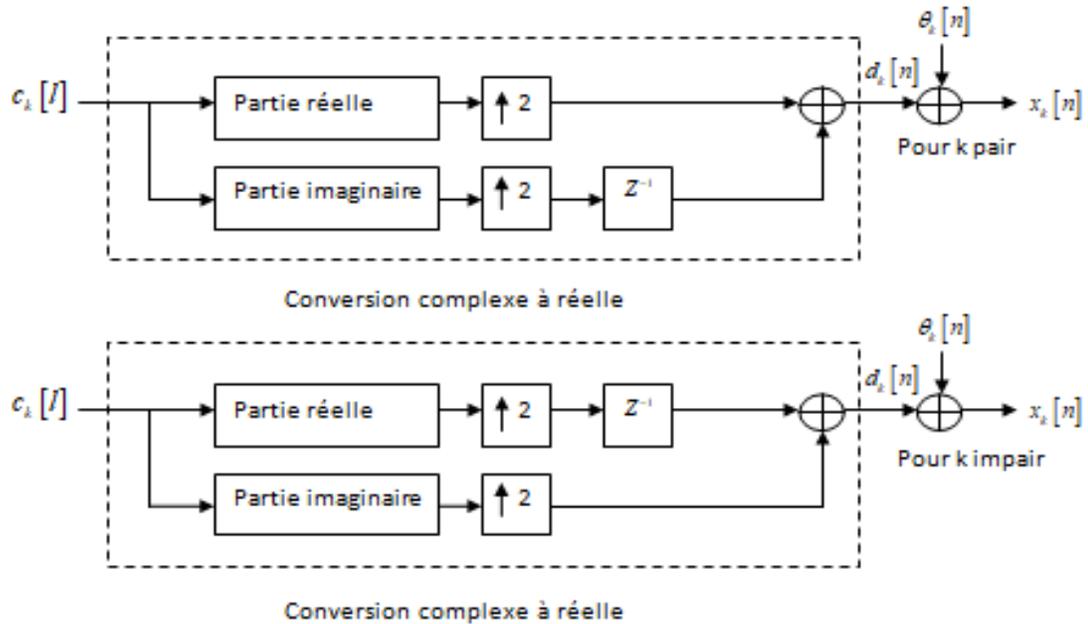


Figure 2.3: Prétraitement OQAM

2.4.2 OQAM Post-traitement

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

La deuxième opération est la conversion réelle/complexe dans laquelle deux symboles réelles successifs (l'un des symboles est multiplié par j) forment un symbole complexe noté $\hat{c}_k[l]$ défini par [10]:

$$\hat{c}_k[l] = \begin{cases} \hat{d}_k[n] + j\hat{d}_k[n+1], & k \text{ pair} \\ \hat{d}_k[n+1] + j\hat{d}_k[n], & k \text{ impair} \end{cases} \quad (2.5)$$

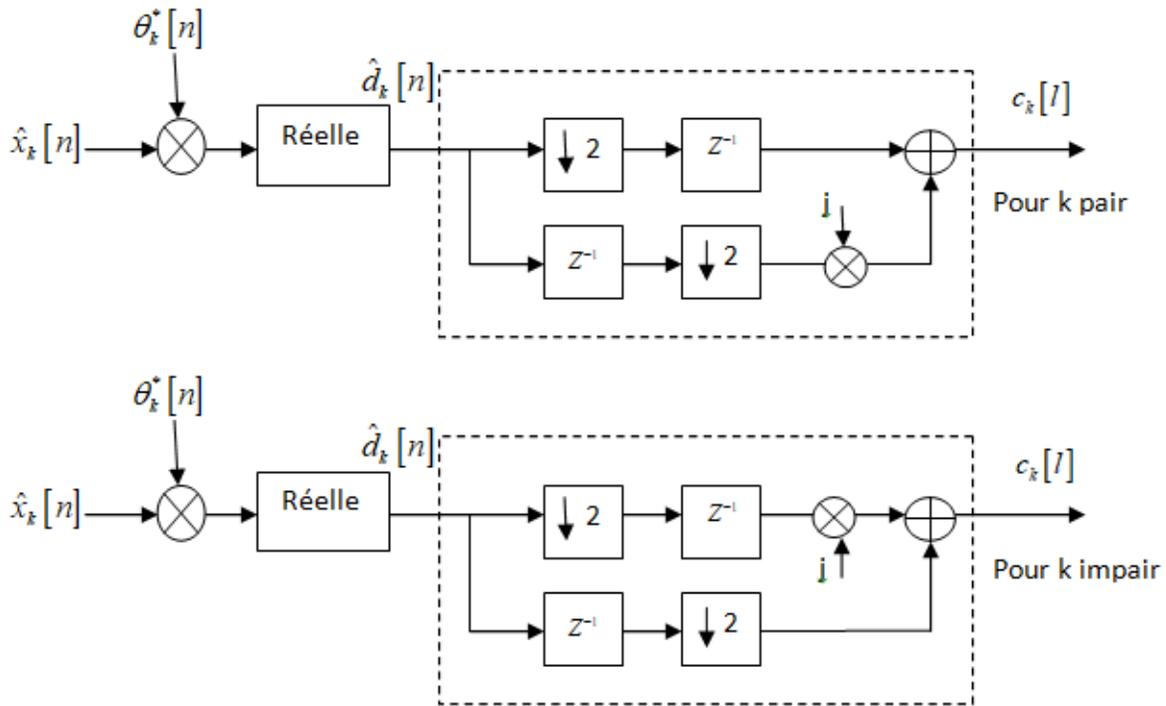


Figure 2.4: Post-treatment OQAM

2.4.3 Banc de filtres de synthèse et banc de filtres d'analyse

A l'entrée du banc de filtres de synthèse, le signal $X_k(z)$ où $k=0,1,\dots,M-1$ est sur-échantillonné à $M/2$ puis filtré par les filtres de synthèse $G_k(z)$. Ensuite, tous les sous-signaux sont additionnés pour former $Y(z)$ figure (2.5) [10].

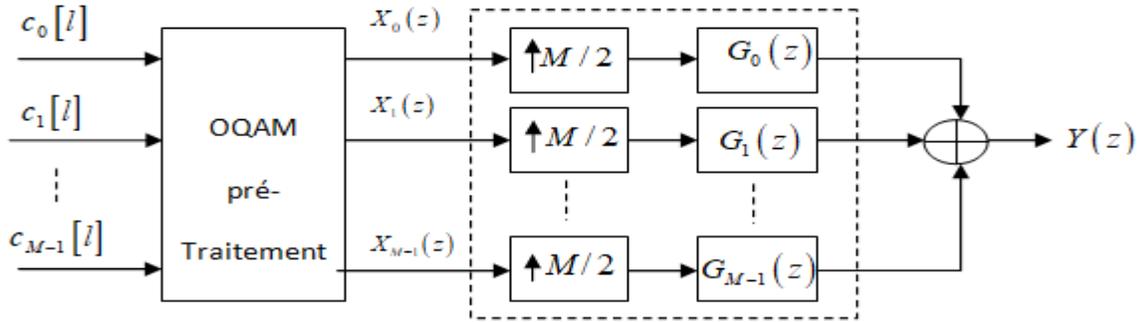


Figure 2.5: A l'émission

À la réception, le signal $R(z)$ est filtré par les filtres d'analyse $F_k(z)$ puis les M échantillons sont sous-échantillonnés à $M/2$ pour former $\hat{X}_k(z)$ figure (2.6).

Le $k^{ième}$ filtre de synthèse $g_k[m]$ est défini par [10] :

$$g_k[m] = p[m] \exp\left(j \frac{2\pi k}{M} \left(m - \frac{L_p - 1}{2}\right)\right) \quad (2.6)$$

Où $m=0,1,\dots,L_p-1$, M étant le nombre de sous-porteuses, L_p la porteuse du filtre prototype telle que $L_p = KM - 1$, K le facteur de recouvrement.

L'expression du $k^{ième}$ filtre d'analyse $f_k[m]$ est donnée par :

$$\begin{aligned}
 f_k[m] &= g_k^*[L_p - 1 - m] \\
 &= p^*[L_p - 1 - m] \exp^* \left(j \frac{2\pi k}{M} \left(L_p - 1 - m - \frac{L_p - 1}{2} \right) \right) \\
 &= p[L_p - 1 - m] \exp \left(j \frac{2\pi k}{M} \left(-m + \frac{L_p - 1}{2} \right) \right) \\
 &= p[L_p - 1 - m] \exp \left(-j \frac{2\pi k}{M} \left(m - \frac{L_p - 1}{2} \right) \right) \\
 &= p[L_p - 1 - m] \exp \left(j \frac{2\pi k}{M} \left(m - \frac{L_p - 1}{2} \right) \right)
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

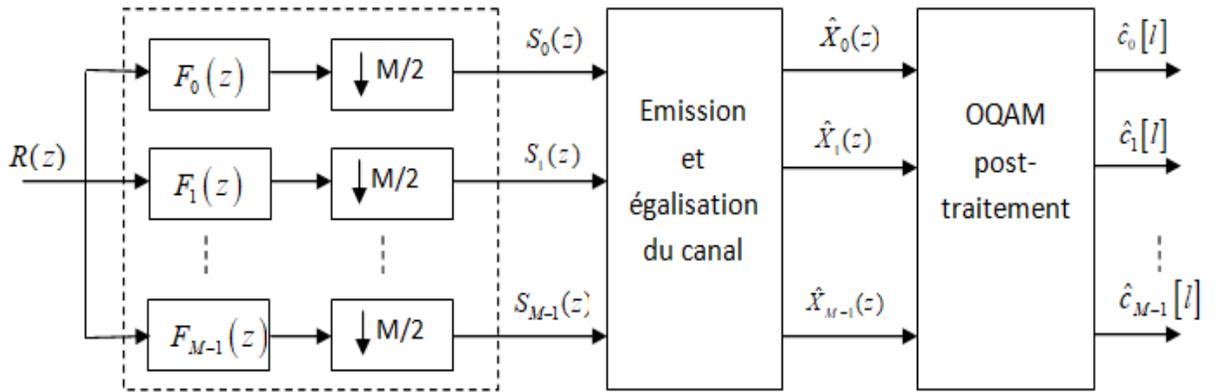


Figure 2.6: A la réception

- Les bancs de filtres d'analyse et de synthèse sont généralement associés : le premier décompose un signal pour appliquer un traitement à chaque signal de sous-bande, et le second recombine les signaux de sous-bandes traités pour construire le signal modifié.

- Si les signaux $x(n)$ et $\bar{x}(n)$ sont égaux (éventuellement aux erreurs numériques et à un délai près) on dit que le système est à reconstruction parfaite. Cette propriété peut être vérifiée par un couple de bancs de filtres d'analyse/synthèse [5].

2.5 Banc de filtre multi cadence

Les bancs de filtre à différents usages dans des domaines différents, tels que le traitement de signal et la compression d'image. L'usage principal de l'utilisation des bancs de filtres est de cette manière : Nous pouvons diviser le signal d'un système en un certain nombre de sous-bandes, deux opérations de base en traitement numérique du signal multi cadence sont la décimation et l'interpolation. Ces opérations peuvent être effectuées par des blocs de construction appelés décimateurs et extenseurs.

2.5.1 L'opérations de base du taux variables

Les opérations décrites de réduction ou d'augmentation du taux précédé ou suivi d'un filtrage respectivement, sont les opérations multi taux de base. Ils sont respectivement connus comme décimation et d'interpolation.

- **Décimation**

La décimation se fait dans l'AFB, cette procédure consiste à sous-échantillonné le signal d'entrée.

Le Sous-échantillonnage réduit le taux d'échantillonnage pour le *Nième* échantillon du signal filtré [12].

Un dispositif de décimation M qui prend une entrée $x(n)$ et génère la séquence de sortie :

$$y(n) = x(Mn) \quad (2.8)$$

Où M est un entier.

En général, On n'a pas la possibilité de récupérer $x(n)$ de $y_D(n)$ à cause de la perte d'informations.

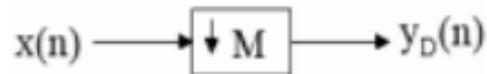


Figure 2.7 : Un dispositif de décimation

- Le fonctionnement de la décimation dans le domaine temporel se caractérise par la suppression et l'élimination de quelques échantillon.

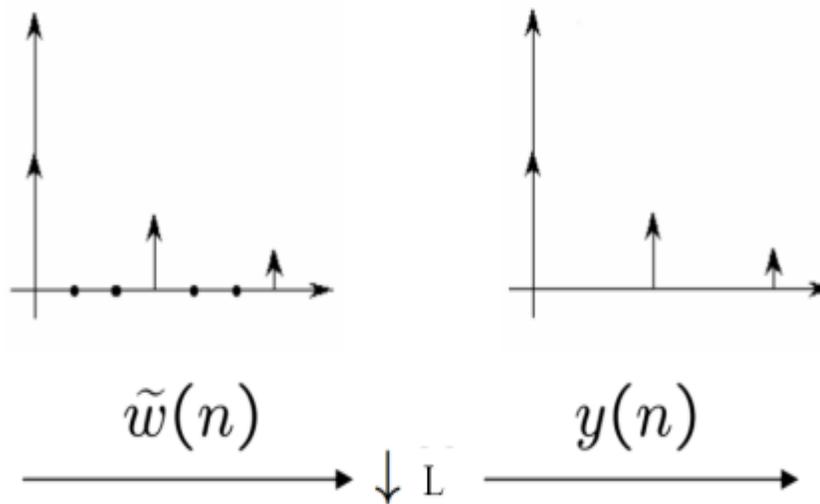


Figure 2.8 : Sous-échantillonnage par $N = 2$

- **Interpolation**

Le sur-échantillonneur augmente la fréquence d'échantillonnage par L et introduit $L-1$ échantillons nuls entre les symboles à faible taux d'échantillonnage, le déroulement dans le SFB [13]. Il se compose d'un échantillonneur et un filtre d'interpolation $G_k[m]$, Comme il est représenté dans les branches SFB de la figure (2.2).

L'extension L -pli prend une entrée $x(n)$, et produit une séquence de sortie :



Figure 2.9 : un dispositif d'interpolation

- Le fonctionnement d'interpolation dans le domaine temporel, elle ajout des zéros entre les échantillons.

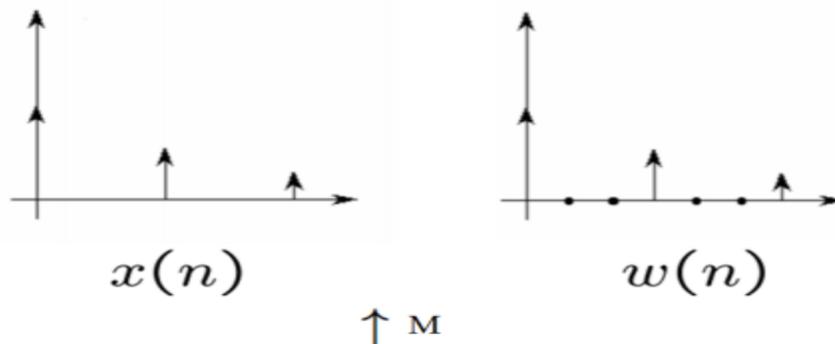


Figure 2.10 : Sur-échantillonnage par la $N = 2$ (L'insertion des échantillons d'une valeur zéro dans le domaine temporel)

2.5.2 L'identité multi cadence

Pour finaliser cette section, il est nécessaire de rappeler les identités dans le traitement du signal multi-taux à la figure (2.11). Ces identités multi-cadence permettent la commutation de l'ordre de l'opération sur/sous-échantillonnage avec les filtres correspondants.



Figure 2.11 : Identité de taux variable

Le filtrage à lieu au taux inférieur, et avec des filtres décimés, ce qui permet un traitement plus efficace et moins complexe. Les identités sont exploitées lorsque l'objectif est d'implémenter le banc de filtre dans une manière efficace.

2.6 Avantages et inconvénients de FBMC/OQAM

La technique de modulation FBMC/OQAM offre plusieurs avantages par rapport à la modulation OFDM.

➤ Parmi ces avantages, nous pouvons citer :

1. Elle ne fait pas appel au préfixe cyclique et donne une meilleure efficacité spectrale par rapport à l'OFDM,
2. Le filtre prototype est bien localisé en fréquence. Ainsi, l'FBMC/OQAM offre des remontées spectrales hors bande beaucoup plus faible que celles de la modulation

OFDM.

- Parmi les inconvénients de l'FBMC/OQAM, nous pouvons citer :
 1. L'utilisation des bancs de filtres polyphasés, induit un retard supérieur à celui de l'OFDM en plus d'un chevauchement entre les symboles transmis,
 2. FBMC/OQAM présente une complexité d'implémentation supérieure à celle de l'OFDM [1].

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a fait une explication sur le fonctionnement de chaque bloc de système de modulation FBMC/OQAM, et on a terminé par une comparaison entre les deux systèmes de modulation OFDM et FBMC/OQAM.

Chapitre 3 : Conception d'un modulateur FBMC

3.1 Introduction

Dans le but de conception d'un modulateur FBMC avec ces différents blocs, Nous avons utilisés dans ce chapitre un langage MATLAB/simulink. Dans cette étude on a utilisés des filtres prototypes pour étudiés leur influence sur un système de communication numérique.

3.2 MATLAB

MATLAB est un logiciel de calcul matriciel à syntaxe simple. Avec ses fonctions spécialisées, MATLAB peut être aussi considéré comme un langage de programmation adapté pour les problèmes scientifiques. MATLAB est un interpréteur: les instructions sont interprétées et exécutées ligne par ligne. MATLAB fonctionne aux différentes plateformes de Windows/linux. Il existe deux modes de fonctionnement:

1. mode interactif: MATLAB exécute les instructions au fur et à mesure qu'elles sont données par l'utilisateur.
2. mode exécutif: MATLAB exécute ligne par ligne un "fichier M" (programme en langage MATLAB).

3.3 Simulink

Simulink est l'extension graphique de MATLAB permettant de représenter les fonctions mathématiques et les systèmes sous forme de diagramme en blocs, et de simuler le fonctionnement de ces systèmes. Pour démarrer simulink Dans la fenêtre Commande de MATLAB, taper simulink. La fenêtre Simulink va s'ouvrir [14].

3.4 Conception d'un modulateur FBMC

Nous avons réalisé dans ce chapitre une chaîne complète d'un modulateur FBMC avec ses deux parties émission et réception en utilisant les différents blocs avec son fonctionnement qui permet de former ce système, et nous avons utilisé dans cette chaîne de transmission un banc de filtre prototype.

3.5 Filtrage prototype

Le choix du filtre prototype permettant la mise en forme des sous-porteuses revêt une importance capitale puisque c'est ce filtre qui déterminera le support et la magnitude des interférences potentielles dans le plan temps-fréquence. Ainsi, de nombreux articles ont étudié le filtrage de mise en forme de signaux multi-porteur, en se concentrant particulièrement sur l'amélioration de la localisation temps-fréquence des symboles.

En vertu du principe d'incertitude d'Heisenberg, il est connu qu'il est impossible de garantir la bonne localisation d'une fonction à la fois en temps et en fréquence. Le corollaire qui en découle est que tout filtre à bonne sélectivité en fréquence verra sa réponse impulsionnelle s'étaler temporellement, nécessitant un grand nombre de coefficients lors d'une mise en œuvre temps-discret et étant donc susceptible de causer une interférence entre symboles importante. Généralement, la localisation temps-fréquence des filtres est examinée à partir de leur fonction d'ambiguïté, c'est à dire de leur corrélation temps-fréquence définie par :

$$(T, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} v\left(t + \frac{T}{2}\right) v^*\left(t - \frac{T}{2}\right) e^{-j2\pi\nu t} dt$$

Cette fonction permettant de garantir une localisation temps-fréquence optimale s'évanouit de façon isotrope dans le plan temps-fréquence. Cependant, cette fonction a un support temps-fréquence infini et ne respecte évidemment pas le critère de Nyquist qui garantit une absence d'interférence entre symboles en canal plat.

Cette méthodologie a, par la suite, été étendue pour la construction de filtres prototypes à localisation temps-fréquence non-isotrope. De nombreuses autres propositions de filtres prototypes ont été publiées dans la littérature scientifique. Cependant, en dépit de ces nombreuses propositions, une partie importante de la littérature FBMC-OQAM se concentre sur l'utilisation d'un filtre particulier nommé PHYDYAS [15].

3.5.1 Réalisation du filtre prototype PHYDYAS

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

La détermination des coefficients fréquentiels dépend du facteur de chevauchement, $K = LM$ ou L est le nombre de coefficients de fréquence du filtre de demi-Nyquist sont obtenu pour $K=2,3$ et 4 sont donnés dans le tableau 3.1 :

K	H ₀	H ₁	H ₂	H ₃	σ ² (dB)
2	1	√2/2	-	-	-35
3	1	0.911438	0.411438	-	-44
4	1	0.971960	√2/2	0.235147	-65

Table 3-1: Coefficients fréquentiels du filtre prototype PHYDYAS pour k=2,3 et 4

Le filtre PHYDYAS est caractérisé par la réponse en fréquence définie par :

$$H(f) = \sum_{K=-(K-1)}^{K-1} H_k \frac{\sin\left(\pi\left(f - \frac{K}{MK}\right)MK\right)}{MK \sin\left(\pi\left(f - \frac{K}{MK}\right)\right)}$$

Et à l'aide de la transformation de Fourier inverse, on obtient la réponse impulsionnelle temps-continue suivante [16] :

$$h(t) = 1 + 2 \sum_{K=1}^{K-1} H_K \cos\left(2\pi \frac{Kt}{KT}\right)$$

Avec T est la période de symbole.

Nous avons obtenu à partir d'un programme MATLAB la réponse impulsionnelle du filtre prototype PHYDYAS avec $M=16$ sous porteuses sous-porteuses et un facteur du chevauchement $K=4$ est représentée à la Figure ci-dessous :

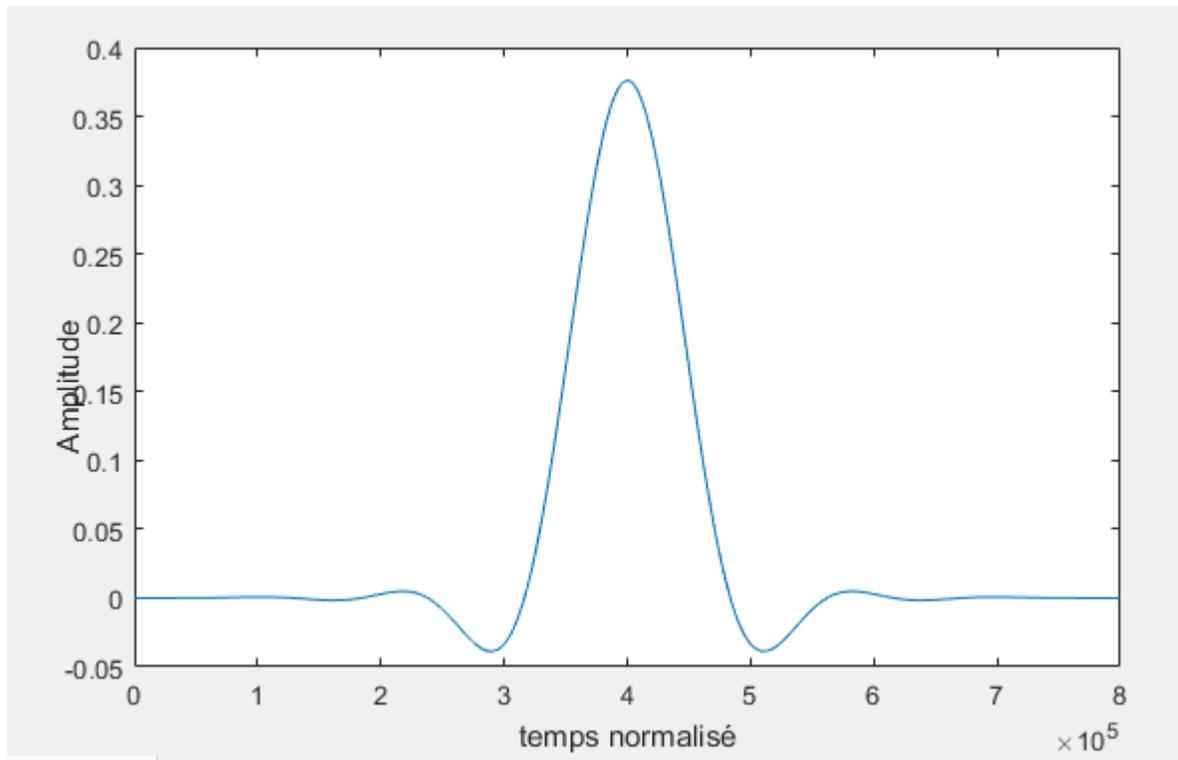


Figure 3.1: Réponse dans le domaine temporel du filtre PHYDYAS

Pour le passage de domaine temporelle vers le domaine fréquentielle on utilise la transformation de Fourier directe FFT est on obtient la figure ci-dessous pour un $M=16$ et un facteur du chevauchement $k=4$:

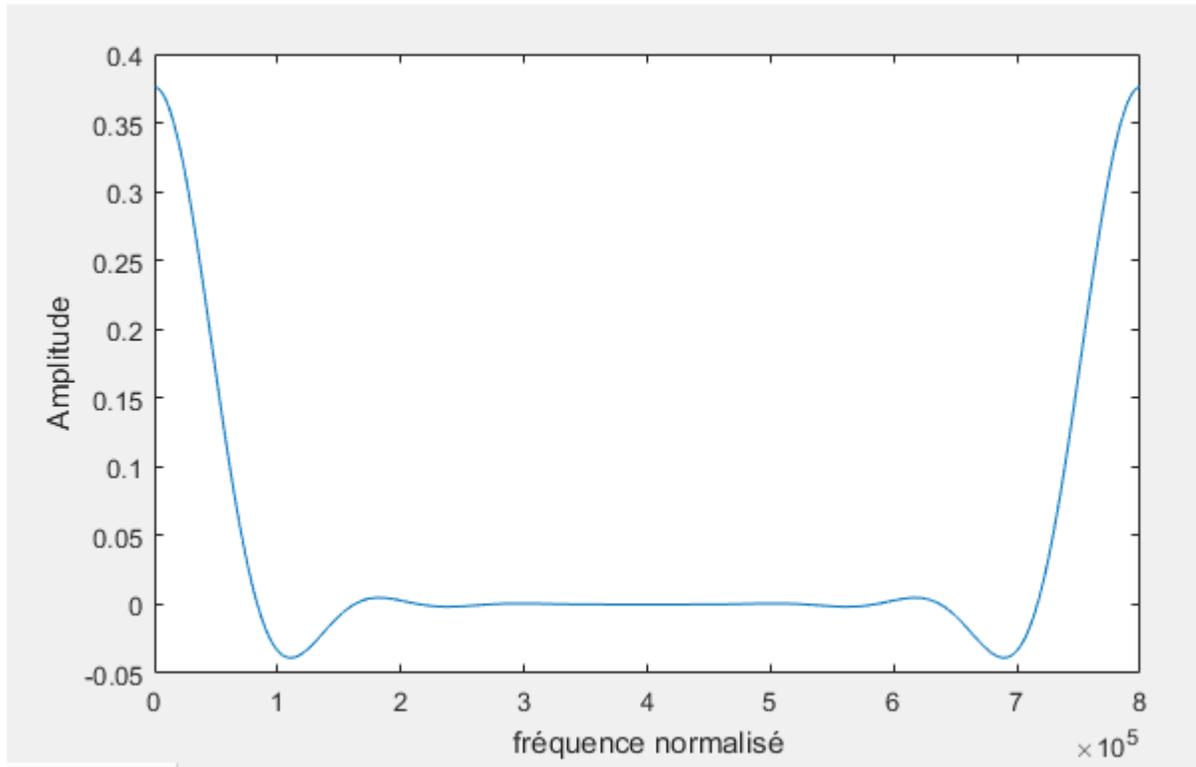


Figure 3.2: Réponse dans le domaine fréquentiel du filtre PHYDYAS

3.6 Comparaison des réponses de magnitude de filtres prototypes de FBMC et OFDM

L'une des différences entre les modulations OFDM et FBMC réside dans la propriété de la fuite spectrale, comme il est indiqué dans la figure (3.3) où l'OFDM est représenté par la réponse de filtre en Rouge et le FBMC est représenté par la réponse de filtre en Bleu. Il peut être observé que la modulation OFDM possède des lobes latéraux importants, qui imposent des contraintes d'orthogonalité stricte pour toutes les sous-porteuses. Au contraire, la modulation FBMC a des lobes latéraux négligeables dans le domaine fréquentiel. Avec une fuite spectrale très limitée, une

analyse spectrale de haute résolution et de faibles interférences sur les bandes de fréquences adjacentes peuvent être atteinte.

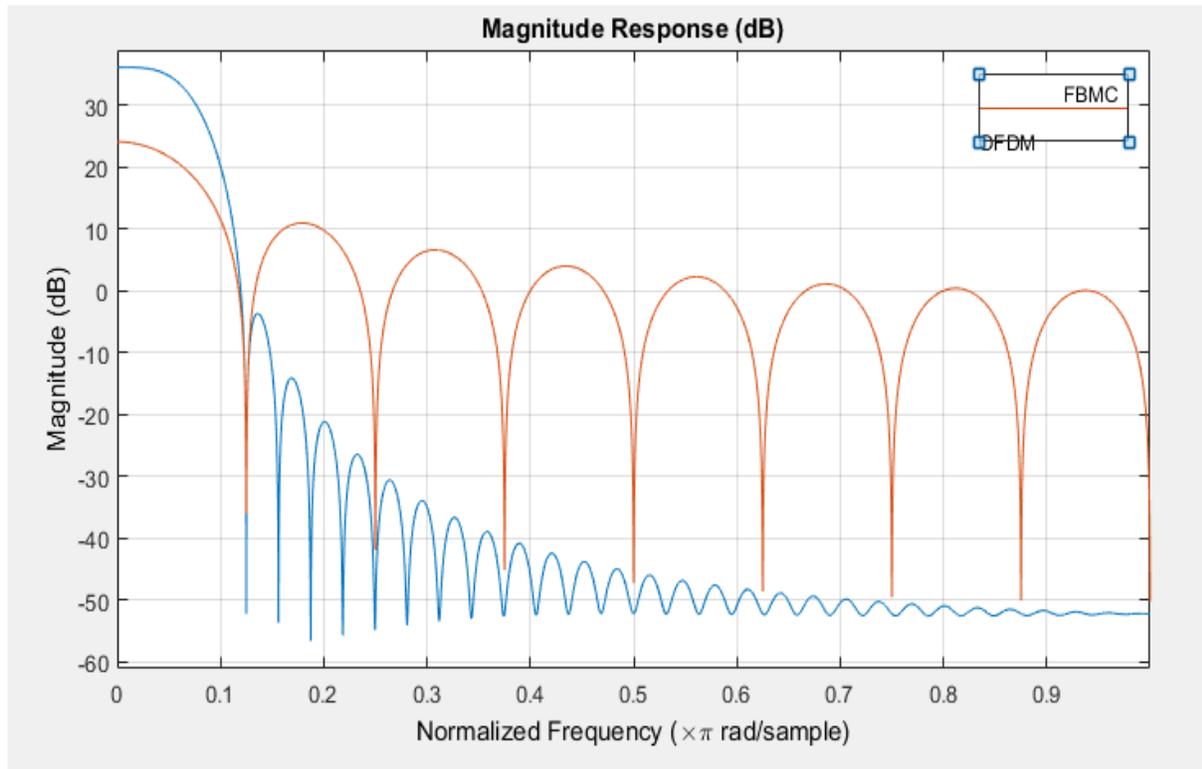


Figure 3.3: Comparaison des réponses en amplitude des filtres prototypes de FBMC et OFDM

Sur cette figure, on peut voir clairement la meilleure localisation du spectre du filtre prototype par rapport à celui de la forme d'onde rectangulaire. Pour cette dernière, les lobes secondaires de la réponse fréquentielle ont une amplitude non négligeable comparée à celle du lobe principal. Ceci a pour effet de créer des interférences pour les sous-canaux adjacents [11].

3.7 Comparaison entre les filtres utilisés

Nous avons utilisé pour les but de cette comparaison 3 facteurs du chevauchement $K=2,3$ et 4.

Le même paramètre avec le filtre en orange représente le filtre prototype de facteur du chevauchement $k=2$, le filtre en rouge représente le filtre prototype de facteur du chevauchement $k=3$ et le filtre en bleu représente le filtre prototype du facteur du chevauchement $k=4$.

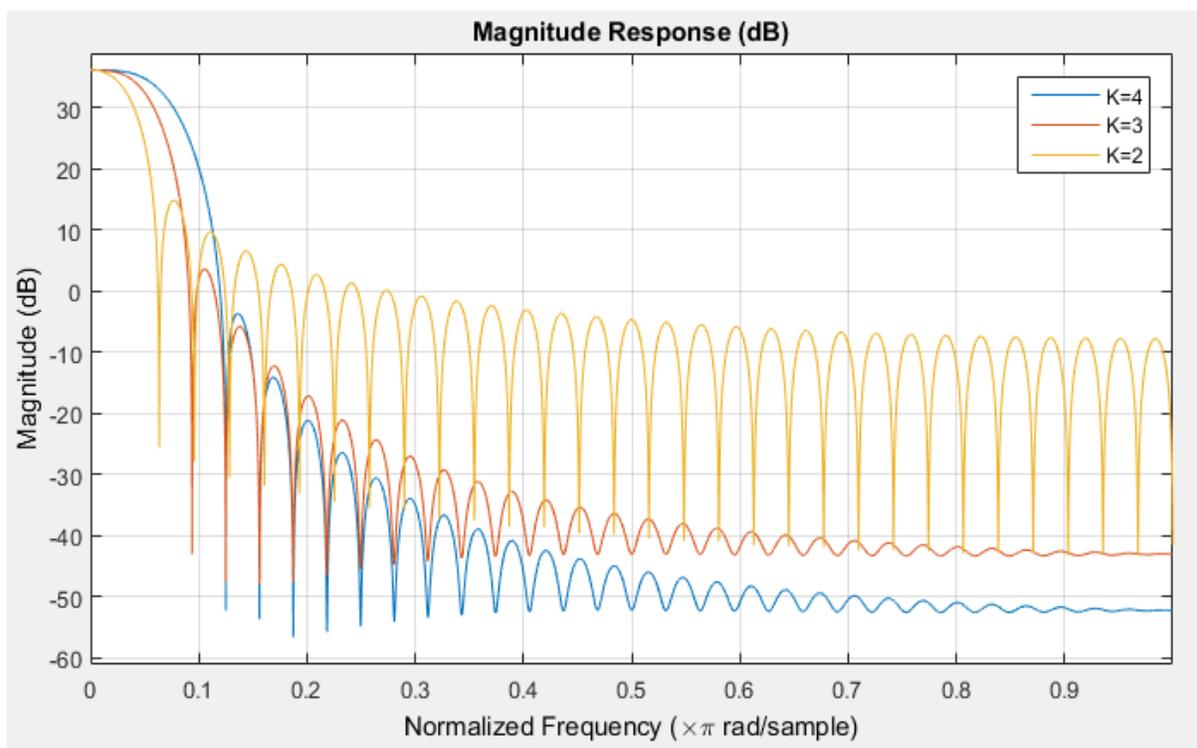


Figure 3.4: Réponses Magnitude de filtre prototype de la FBMC pour $k=2, k=3, k=4$ dans le domaine fréquentiel

Nous remarquons que le filtre le plus efficace qui s'atténue pour un $k=4$ car les lobes secondaires sont très petit par rapport au lobe principale est comme résultat on aura un gain sur la bande de transmission ce qui signifie une efficacité spectrale très élevée.

3.8 Description détaillé concernant les blocs de la modulation FBMC

3.8.1 La partie émission

La modulation d'entrée OQAM de notre donnée va commencer par la modulation QAM après un décalage au niveau de la partie imaginaire par rapport à la partie réel.

3.8.1.1 Transformer de fourrier rapide inverse

Nous avons appliqué la transformé de fourrier rapide sur le signal pour se déplacer du domaine fréquentiel au domaine temporele par la commande ifft.

A l'entrée du banc de filtre de synthèse le signal sera sur échantillonné puis filtré par un banc de filtre de synthèse ensuite tous les signaux sera additionnés pour former un signal $Y(z)$.

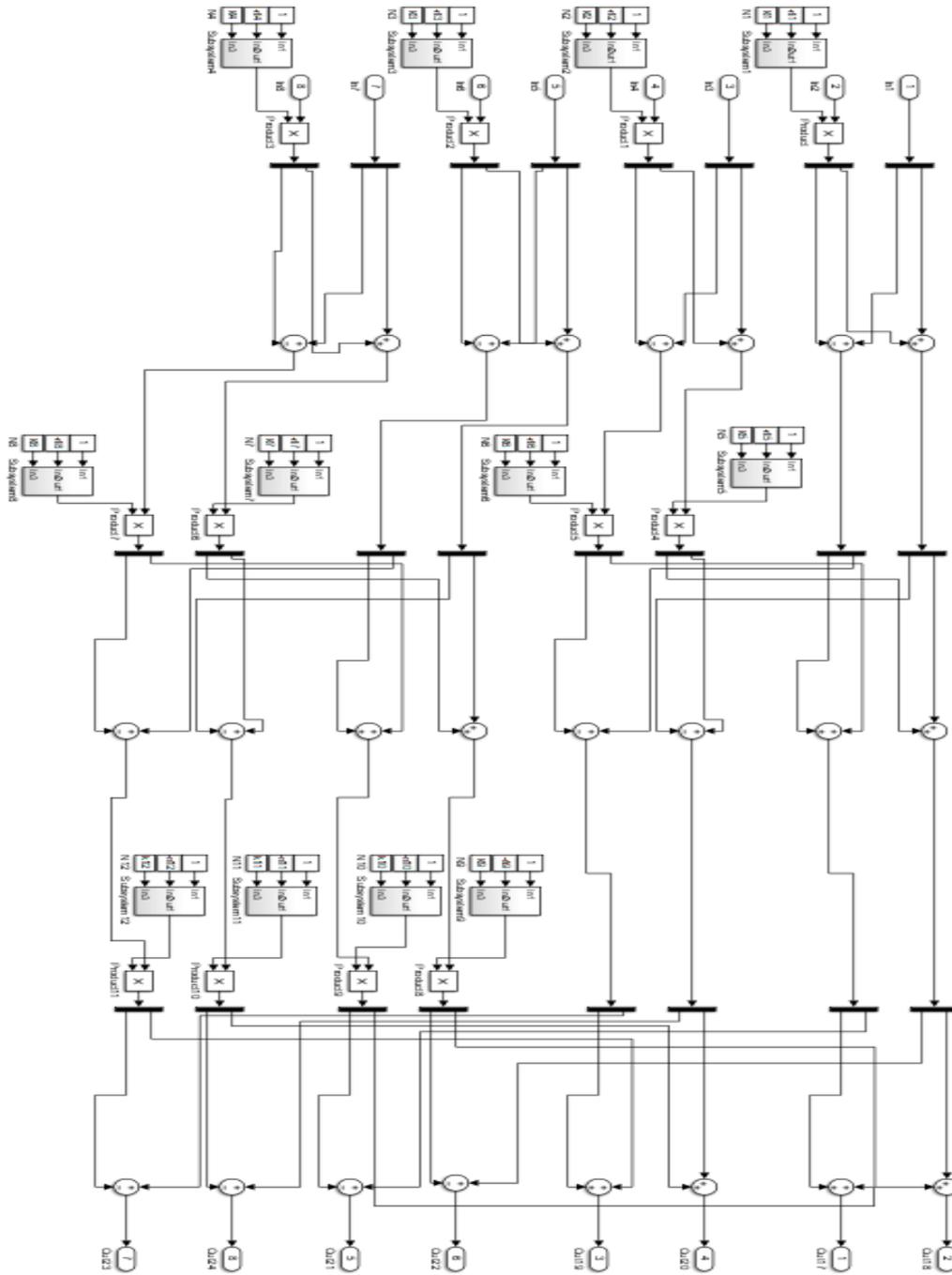


Figure 3.5: schéma de bloc l'IFFT sur Matlab/Simulink

3.8.1.2 Échantillonnage

L'échantillonnage d'un signal continu est l'opération qui consiste à prélever des échantillons du signal pour obtenir un signal discret, c'est-à-dire une suite de nombres représentant le signal, dans le but de mémoriser, transmettre, ou traiter le signal [17].

3.8.1.3 Sur échantillonnage

Pour le sur échantillonnage est une technique particulière d'échantillonnage. Elle consiste à échantillonner le signal à une fréquence très élevée, beaucoup plus que ne l'exigerait le Théorème de Shannon.

Le sur échantillonnage permet de :

- faciliter la conception du filtre anticrènelage, (ou anti-repliement, ou encore anti-aliasing).
- diminuer le bruit présent dans la bande utile et d'augmenter le rapport signal sur bruit.

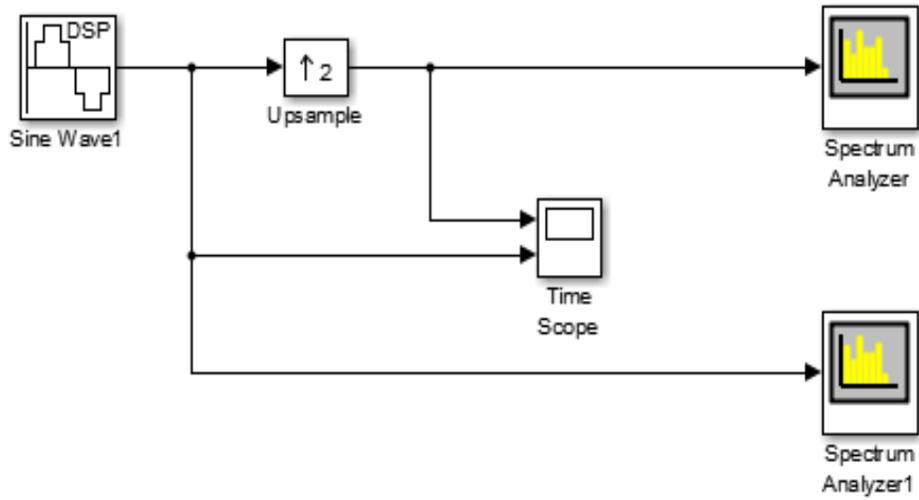


Figure 3.6: schéma de sur échantillonnage sur MATLAB/Simulink

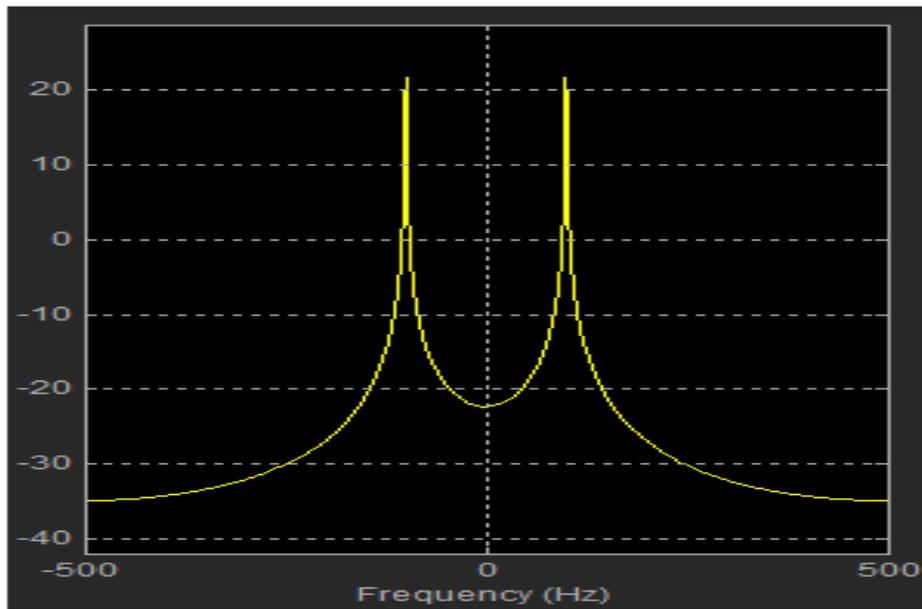


Figure 3.7: signal émis

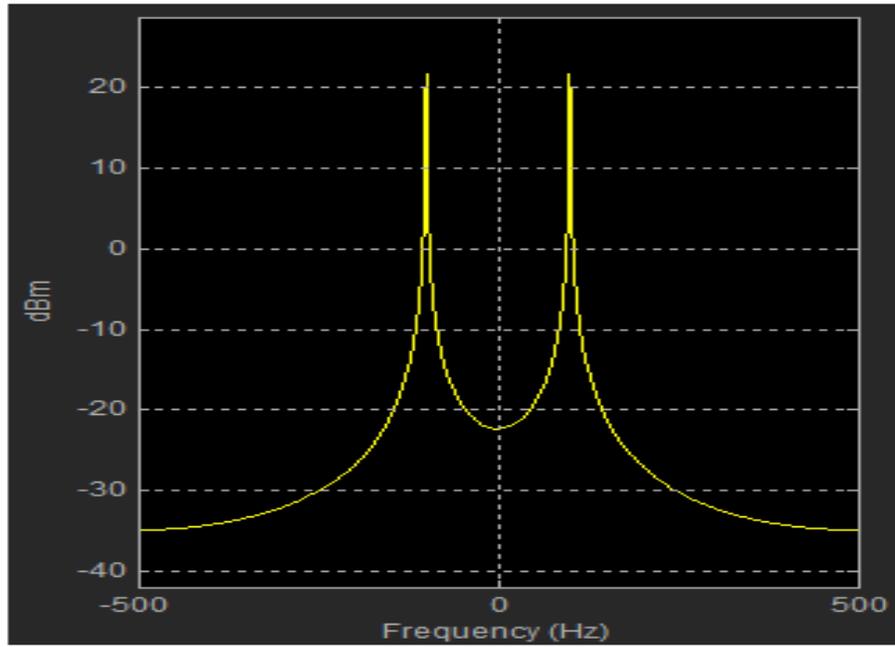


Figure 3.8: Signal sur échantillonné

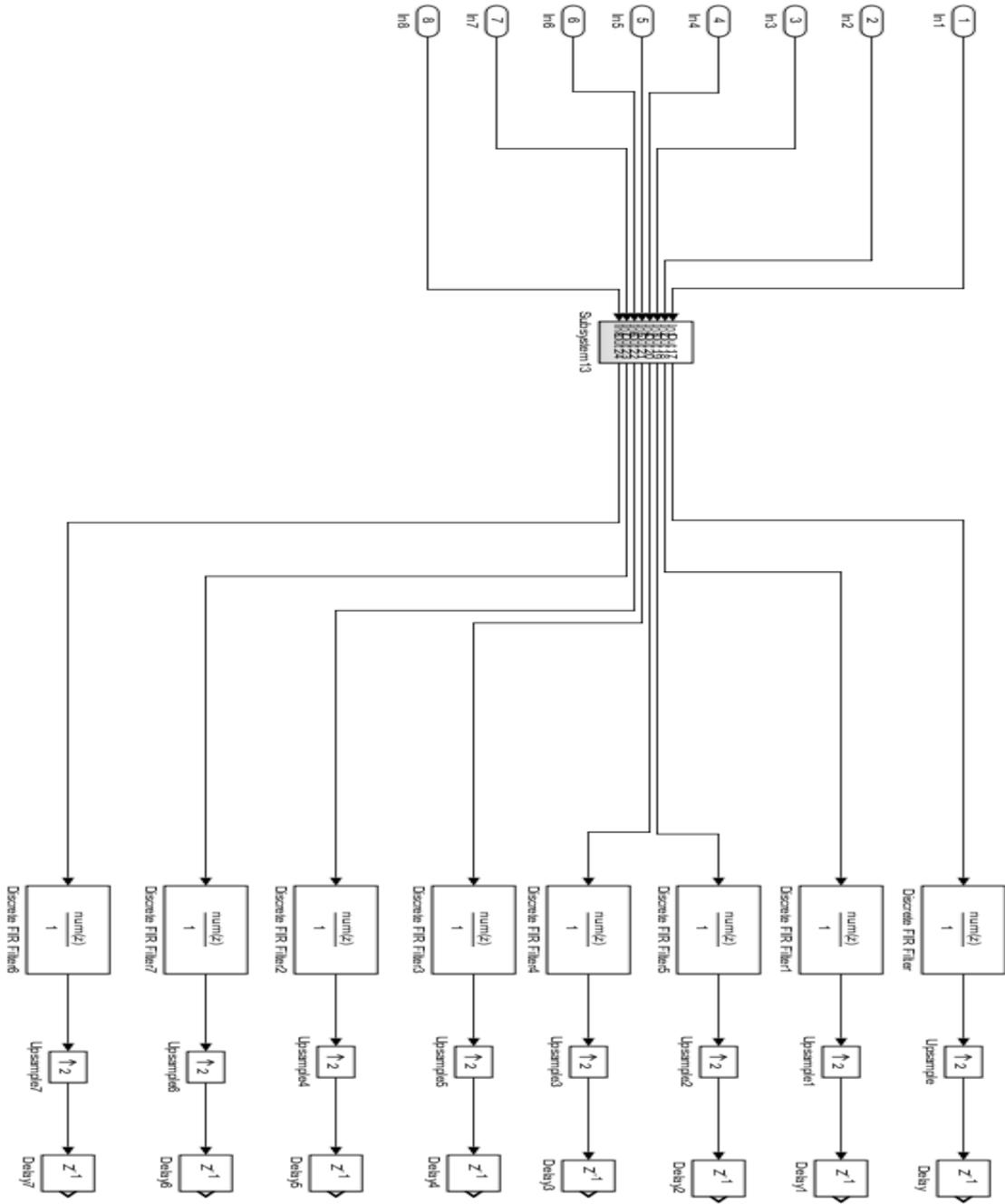


Figure 3.9: schéma du bloc d'émission FBMC sur Matlab/Simulink

3.8.2 Canal d'émission

Pour la réalisation de canal de transmission on utilise Un délai supplémentaire z^{-D} , avec D dépendant de la longueur du filtre prototype ($L_p = KM+1 - D$).

Avec :

$$D=KM+1-L_p$$

Les plus grandes longueurs de prototypes de filtres de motivation sont sélectionnées pour être :

$$\begin{cases} L_p = KM - 1, \\ L_p = KM, \\ L_p = KM + 1 \end{cases}$$

Dans notre réalisation on a utilisé la longueur du filtre égal à : $L_p = KM$

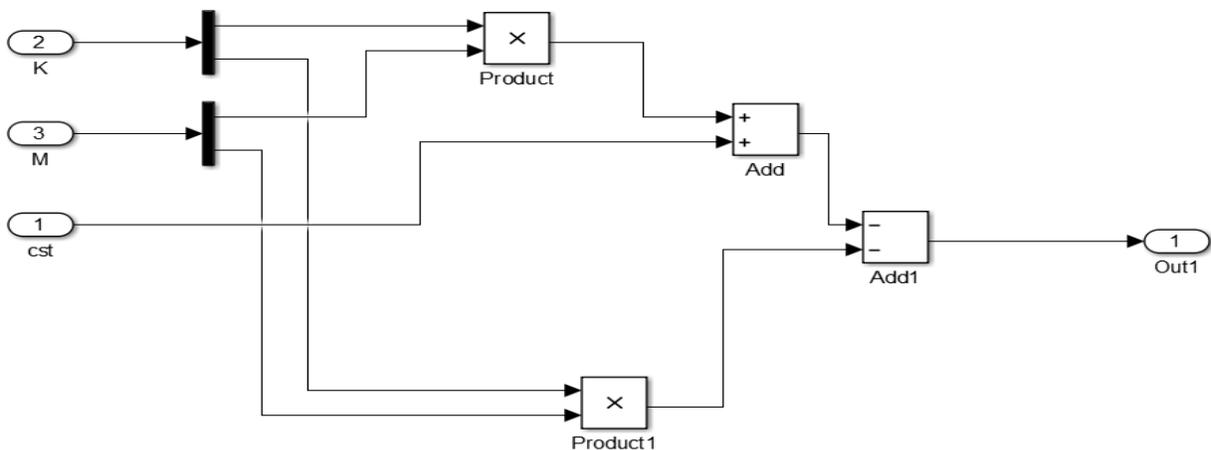


Figure 3.10: schéma de délai supplémentaire Z-D

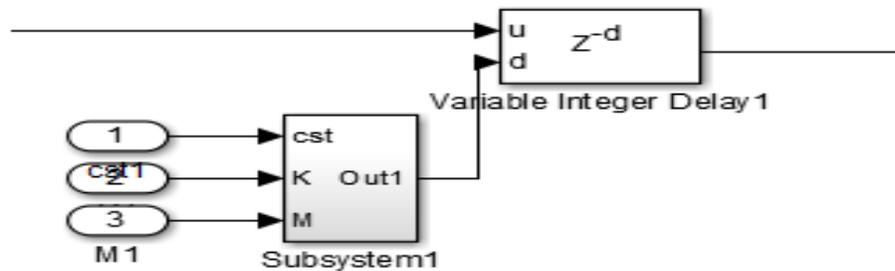


Figure 3.11: schéma de canal de transmission

3.8.3 La partie réception

A la réception le signal sera filtré par un banc de filtre d'analyse puis sous échantillonné à $M/2$ pour former $\hat{X}_k(z)$.

3.8.3.1 Sous échantillonnage

L'opération de sous-échantillonnage d'un facteur appliquée à un signal $x(n)$ consiste à en prélever un échantillon sur M .

Le sous-échantillonnage a une interprétation simple dans le domaine fréquentiel : le spectre du signal sous-échantillonné est la superposition de versions décalées et étirées du spectre du signal d'entrée [18].

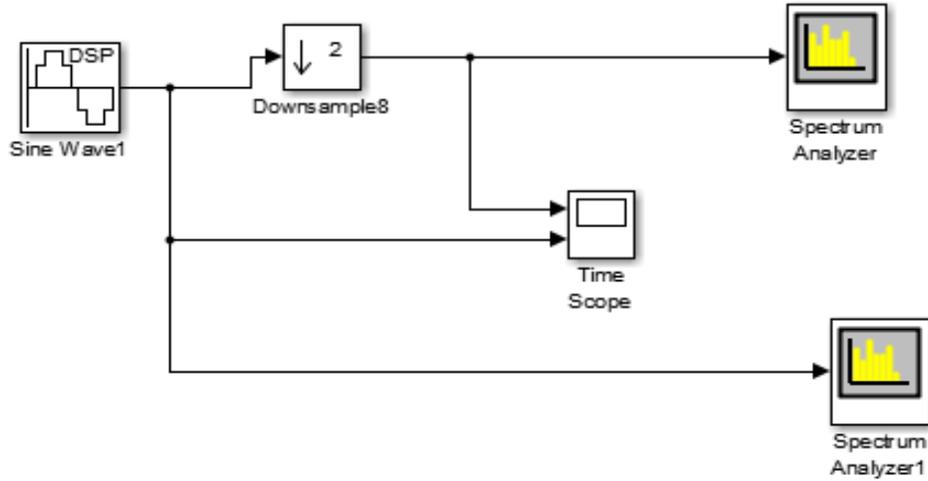


Figure 3.12: schéma de sous échantillonnage sur MATLAB/Simulink

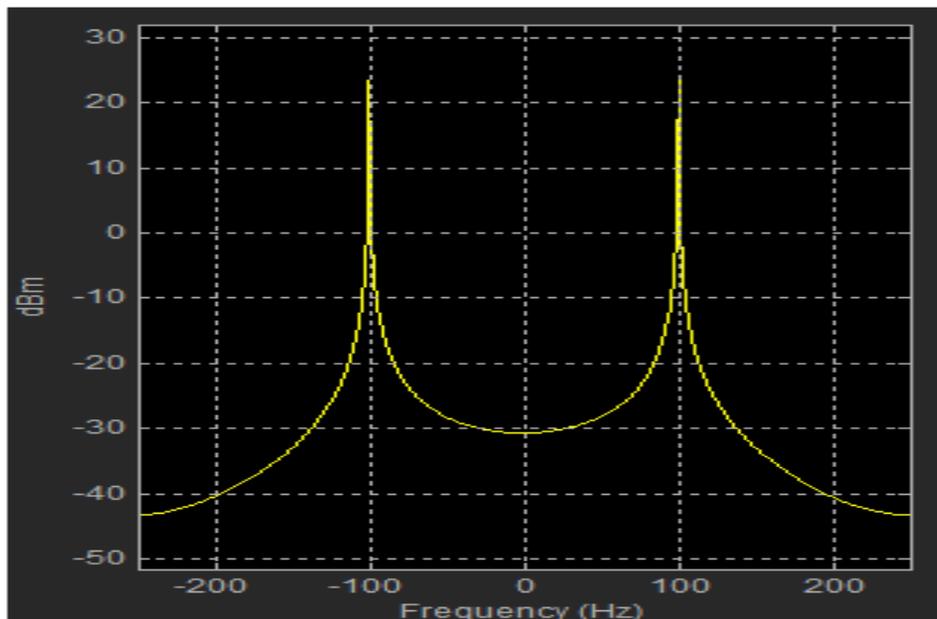


Figure 3.13: Signal émis

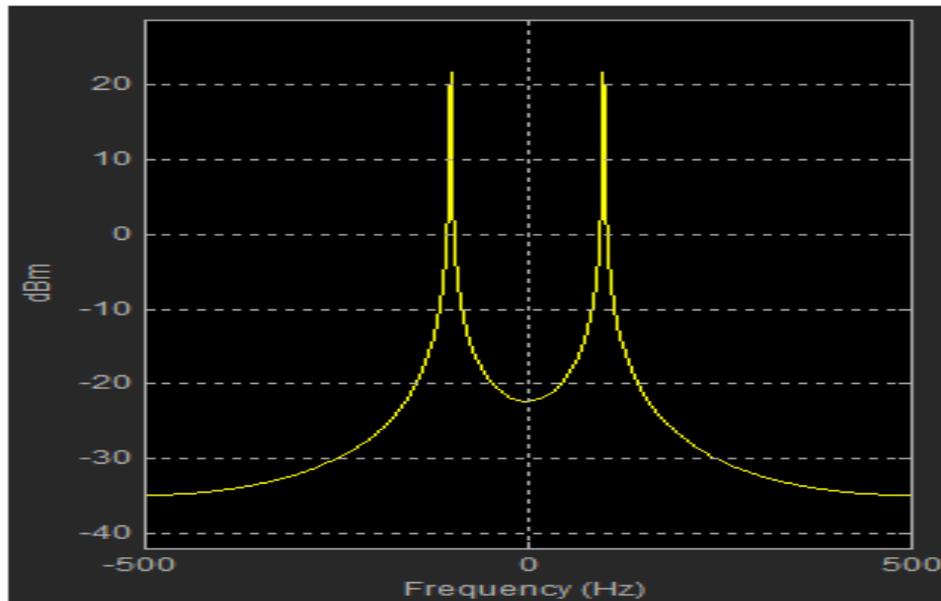


Figure 3.14: signal sous échantillonné

Nous avons appliqué la transformée de Fourier directe sur le signal de sortie pour se déplacer du domaine du domaine temporelle au domaine fréquentielle par la commande FFT.

3.8.3.2 Transformée de Fourier Rapide (FFT)

La Transformée de Fourier Rapide (notée par la suite FFT) est simplement une TFD calculée selon un algorithme permettant de réduire le nombre d'opérations et en particulier, le nombre de multiplications à effectuer.

Il faut noter cependant, que la réduction du nombre d'opérations arithmétiques à effectuer, n'est pas synonyme de réduction du temps d'exécution. Tout dépend de l'architecture du processeur qui exécute le traitement [15].

Après la FFT, le signal passe par le bloc OQAM post-traitement dans le but d'obtenir les symboles complexes.

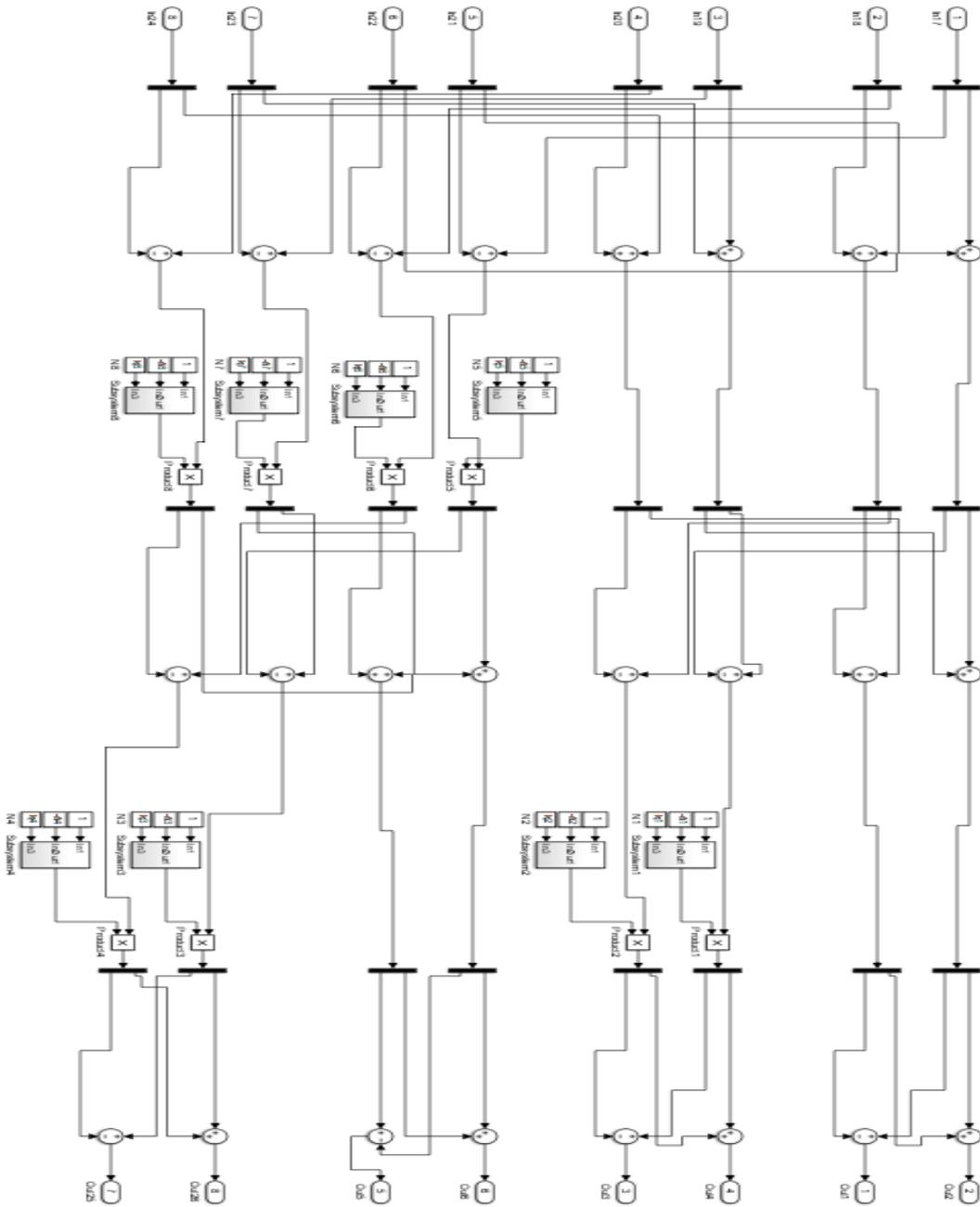


Figure 3.15: schéma de bloc FFT sur MATLAB/Simulink

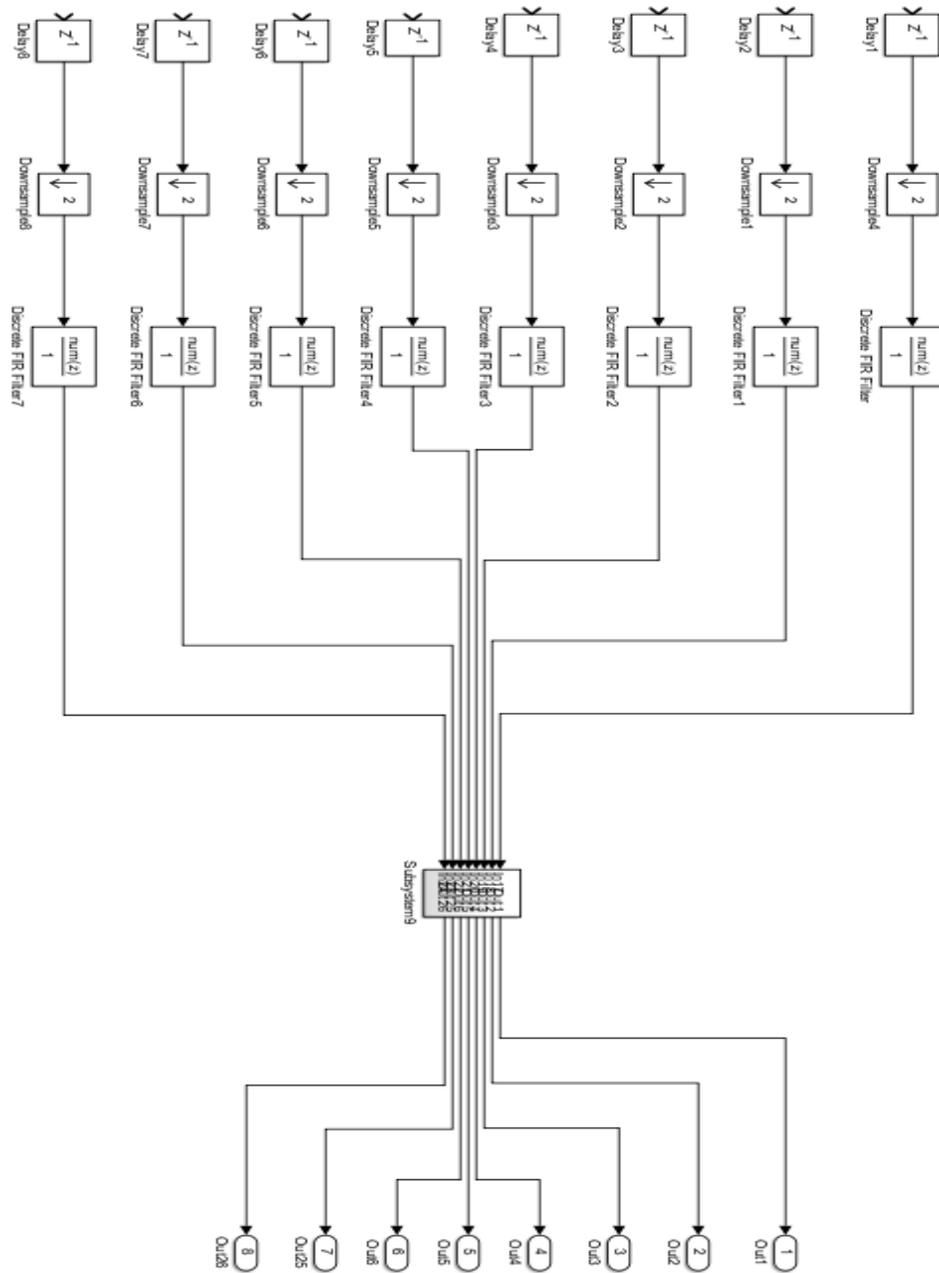


Figure 3.16: schéma du bloc de réception FBMC sur Matlab/Simulink

3.9 Conception d'un modulateur FBMC

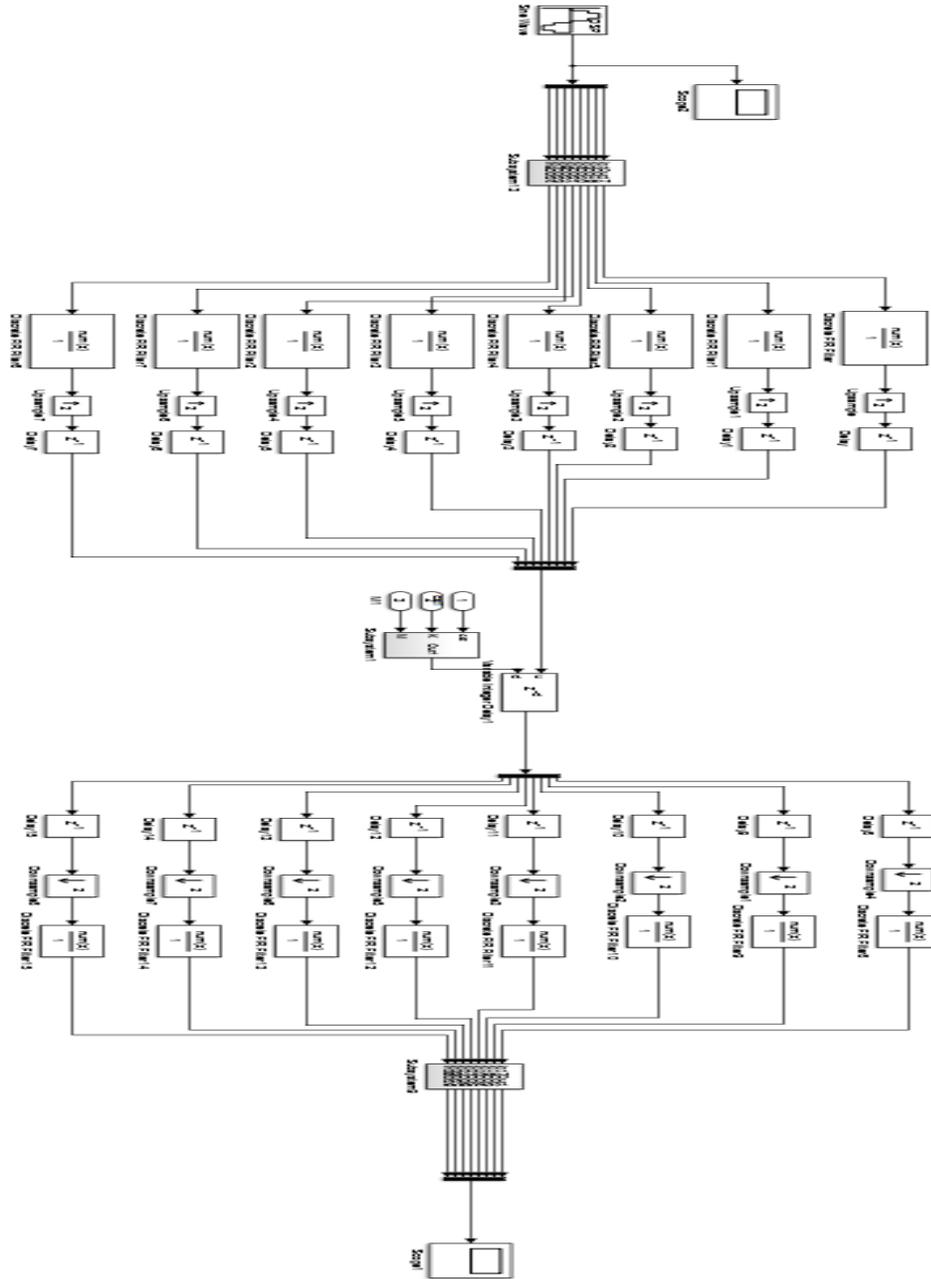


Figure 3.17: schéma des deux blocs émission/réception sur Matlab/Simulink

3.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait une conception d'un modulateur FBMC avec ces blocs de synthèse, d'analyse et le canal de transmission et nous avons utilisés un banc de filtre prototype de type PHYDYAS.

Conclusion générale

Grace au travail que nous avons fait dans ce mémoire, nous avons réussi à approfondir nos connaissances dans le domaine de modulation multi-porteuses qui est venu dans le but d'annuler le phénomène de la sélectivité en fréquence causé par les canaux à trajets multiples.

A travers ce travail, nous avons étudié deux types de modulation multi-porteuse : La modulation OFDM et FBMC. Nous avons étudié dans le premier chapitre la modulation OFDM qui permet de réduire le phénomène de sélectivité grâce à une division de la bande passante Δf pour qu'elle soit petite que la bande de cohérence B_c , de plus OFDM utilise un intervalle de garde qui permet de réduire les interférences entre symboles, mais cette utilisation de PC conduit à une perte dans la bande de transmission car le PC ne comporte aucune information, c'est pour ça que les chercheurs ont pensé à des nouvelles techniques de modulation multi-porteuse qui éliminent les inconvénients de la modulation OFDM, pour cette raison ils ont passé vers la modulation FBMC (Chapitre deux) qui ne nécessite pas l'utilisation de PC et donc a un gain important dans la bande passante. De plus la principale différence entre FBMC et OFDM est qu'au lieu d'utiliser une fenêtre rectangulaire qui contient des lobes secondaires non négligeables devant le lobe principal on utilise un filtre prototype plus avancé, veut dire avoir des lobes secondaires négligeables devant la principale. Cela peut réduire le problème de fuite spectrale de l'OFDM entraînant une ISI et ICI négligeables.

De plus, la combinaison de FBMC avec modulation d'amplitude en quadrature décalée (FBMC/OQAM) conduit à un débit de transmission de données plus élevé.

Comme nous avons déjà dit le FBMC utilise des filtres prototype bien localisés en temps et en fréquence. Dans ce mémoire on a utilisé le filtre PHYDYAS qui peuvent être cités comme exemple de filtres temporels et fréquentiels bien localisés.

L'utilisation de filtre bien localisé en temps et en fréquence, avec une efficacité spectrale maximale pour séparer les sous canaux dans le système OFDM/QAM est impossible, pour utiliser ces filtres nous devons utiliser l'orthogonalité complexe, car les filtres bien localisés n'ont

que l'orthogonalité réelle. Pour cela la modulation OQAM qui est utilisé dans FBMC peut séparer les symboles complexes en partie réelle et imaginaire pour la transmission.

Si le filtre est utilisé que dans le domaine temporel (comme système OFDM/OQAM classique), sa localisation en fréquence sera mauvaise, ce qui provoquera des interférences entre canaux lorsque les informations sont transmises par des canaux sélectifs en fréquence. Les filtres qui ont une bande passante parfaite à l'inconvénient d'avoir une mauvaise localisation temporelle, ce qui provoque des interférences inter-symboles dans les canaux temporel.

Le filtre PHYDYAS est donc cité comme un filtre prototype bien localisé en temps et en fréquence.

Bibliographie

[1] Hanen BOUHADDA - Impacts des non-linéarités dans les systèmes multi-porteuses de type FBMC/OQAM- École Doctorale Informatique, Télécommunication et Électronique. Centre d'étude et de recherche en informatique et communications. École Doctorale en Technologies de l'Information et de la Communication. Laboratoire Innov'Com -22 Mars 2016.

[2] SELMANE Abdelwahed et ELHARROURI Islam- L'effet de trajet multiple sur le système OFDM-Université Djilali Bounaama Khemis Miliana- 2015/1016.

[3] Touhami Rédha –Développement d'un model OFDM pour la 4^{ème} génération du mobile de communication –Université Ferhat Abbas- Sétif.

[4] Brahim ELMAROUD- Analyse des performances et amélioration des systèmes FBMC.

Dans les transmissions sans fil non linéaires et asynchrones- UNIVERSITÉ MOHAMMED V- FACULTÉ DES SCIENCES-Rabat- 25juin 2016.

[5] Bendahmane Amira Meriem et Ghermoul Rania - Etude de méthodes de beamforming à maximisation du rapport signal sur bruit pour des systèmes FBMC - 25/06/2018.

[6] MOHAMMADI, Z. (2014). Modélisation du canal Ultra-Large Bande et simulation des performances dans les réseaux corporels sans fil. Thèse de doctorat, Mohammed V University, Faculty of Sciences Rabat.

[7] PELED, A. et RUIZ, A. (1980). Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. *In Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP '80*, volume 5, pages 964–967.

[8] Debbah, M. (2008). Short introduction to ofdm. <http://www.supelec.fr/d2ri/flexibleradio/cours/ofdmtutorial.pdf>.

[9] Haijian Zhang- Modulations multi-porteuses à base de bancs de filtres pour la radio cognitive- 15 Novembre 2010.

[10] ETUDE DE LA TECHNIQUE DE MODULATION FBMC/OQAM ,Theodoret N.¹ ,Randriamitantsoa P.A.², Randriamitantsoa A. A.³ Laboratoire de recherche en télécommunication, Automatique, Signal Et Images (LR-TASI) ,Ecole Doctorale en Science et Technique de l'Ingénierie et de l'innovation (ED-STII) ,Ecole Supérieur Polytechnique- Université d'Antananarivo,BP 1500, Antananarivo 101 –Madagascar ¹soavelo.theo@moov.mg, ²rpauguste@gmail.com, ³andriau23@gmail.com .

[11] 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 -Wireless Engineering and Technology, 2017, 8, 59-70.

[12] Tobias Hidalgo Stitz Filter Bank Techniques for the Physical Layer in Wireless, on the 29 of October 2010, at 12 noon. Tampere enteknillinenyliopisto - Tampere University of Technology Tampere 2010.

[13] DAOUD Khedidja -SIMULATION COMPARATIVE DES TECHNIQUES FBMC ET OFDM POUR LES RESEAUX 5G – Master - L'UNIVERSITÉ DE TLEMCEM .FACULTÉ DE TECHNOLOGIE .DÉPARTEMENT DE TELECOMMUNICATION - Juin 2016.

[14] Hoang Le-Huy Professeur Département de génie électrique et de génie informatique- Introduction à MATLAB et Simulink- Université Laval Québec, CANADA - Septembre 1998.

[15] Rémi CHAUVAT- Étude de liaisons SISO, SIMO, MISO et MIMO à base de formes d'ondes FBMC-OQAM et de récepteurs *Widely Linear*- THÈSE DE DOCTORAT- École

Doctorale Informatique, Télécommunications et Électronique Centre d'Études et de Recherche en Informatique et Communications- 31 mars 2017.

[16] Bounegab Abdelhamid et Belkhairi Abderrahmane –Performance d'un système de communication sans fil à base de la technique FBMC pour la 5G-master – université KASDI MERBAH- OUARGLA- faculté des Nouvelles Tech-25juin2018.

[17] www.f-legrand.fr/.../echantillonnage/echantillonnage.html.

[18] DALI Amina & BOUAFIA Zineb -Étude énergétique de la forme d'ondes multi porteuses à base de banc de filtres- MASTER- Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen – 19/06/2017.

[19] G. BAUDOIN et J.-F. BERCHER- TRANSFORMÉE DE FOURIER DISCRÈTE- École Supérieure d'Ingénieurs en Électrotechnique et Électronique -Novembre 2001.

Résumé

La modulation multi-porteuse est devenue l'une des techniques les plus célèbres dans le domaine de télécommunication et a joué un rôle majeur dans le développement et l'amélioration des systèmes de communication modernes.

En vue des avantages innombrables qui ont contribué à l'amélioration des systèmes de communications globalement et les systèmes de communication sans fils. En particulier, la modulation multi-porteuse

il contient plusieurs inconvénients, afin d'annuler ces négatifs, ils sont allés vers les bancs de filtre multi-porteuses (FBMC).

L'objectif de ce travail est de faire une étude sur une modulation multi-porteuse alternative à l'OFDM connue sous le nom FBMC, ou encore par l'acronyme FBMC/OQAM.

La principale différence entre OFDM et FBMC est de transmettre des symboles OQAM au lieu des symboles QAM qui introduit un décalage d'une demi-période symbole $T/2$ entre la partie réelle et imaginaire d'un symbole QAM donné.

Mots clé : OFDM, FBMC, QAM, OQAM.

Abstract

Multi-carrier modulation is a technique that plays a very important role in improving wireless communication systems.

Although the OFDM has many advantages that have contributed to the support of this type of communication but it is not perfect and contains several disadvantages, in order to cancel these negatives, they went to the multi-carrier filter banks (FBMC).

The purpose of this work is to study a multi-carrier modulation alternative to OFDM known as FBMC, or by the acronym FBMC / OQAM.

the main difference between OFDM and FBMC is to transmit OQAM symbols instead of QAM symbols which introduces an offset of a half symbol period $T / 2$ between the real and imaginary part of a given QAM symbol.

Key words: OFDM, FBMC, QAM, OQAM.

ملخص

تعد تعددية الموجات الحاملة تقنية تلعب دورًا مهمًا للغاية في تحسين أنظمة الاتصالات اللاسلكية. على الرغم من أن OFDM لديها العديد من المزايا التي ساهمت في دعم هذا النوع من الاتصالات ولكنها ليست مثالية وتحتوي على العديد من العيوب من أجل إلغاء هذه السلبيات، انتقل الباحثون إلى بنوك التصفية متعددة الناقلات (FBMC). الغرض من هذا العمل هو دراسة بديل التشكيل متعدد الموجات الحاملة OFDM المعروف باسم FBMC ، أو بواسطة

اختصار FBMC/OQAM

الفرق الرئيسي بين OFDM و FBMC هو إرسال رموز OQAM بدلاً من رموز QAM التي تقدم إزاحة نصف رمز فترة $T/2$ بين الجزء الحقيقي والخيالي لرمز QAM معين.

الكلمات المفتاحية : OFDM, FBMC, QAM, OQAM.

