



# Mémoire

Présenté

A L'UNIVERSITÉ DE TLEMCEM  
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE  
DÉPARTEMENT DE TELECOMMUNICATION

Pour l'obtention du diplôme de

**MASTER**

**Spécialité : " Réseaux et Systèmes de Télécommunication "**

Présenté par :

**DAOUD Khedidja**

**SIMULATION COMPARATIVE DES TECHNIQUES FBMC ET  
OFDM POUR LES RESEAUX 5G**

Soutenu en Juin 2016 devant le Jury :

BOUACHA.A

Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen

Président

BAHRI S.M

Maitre de conférences (B) à l'université de Tlemcen

Examinateur

BENDIMERAD F.T

Professeur à l'université de Tlemcen

Encadreur

BENDIMERAD M.Y

Docteur à l'université de Tlemcen

Co- Encadreur



# Dédicace

*Je dédie ce travail à :*

*A mes très chers parents*

*Aucune dédicace ne peut être assez éloquente pour exprimer ce qu'ils méritent pour tous les sacrifices qu'ils n'ont cessés de me donner depuis ma naissance. Je leur souhaite une bonne santé et une longue vie.*

*A ma sœur,*

*Fatiha*

*A mon frère,*

*Abdelkader, Badroddine, Zohirn, Fethi*

*A toute ma famille, je dédie ce travail dont sa réussite leur revient en premier lieu pour leurs conseils et leurs encouragements.*

*Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui étaient toujours à mes côtés, mes aimables collègues d'études.*

*À mes chers amis(e),*

*Abdelnasser, Wafaa et Djanet Rass l'gasse7 et Amina,  
Nassima Abderrahmen, Salima, Karim Qu'ils trouvent ici  
l'expression de toute ma reconnaissance*

*DAOUD Khedidja*

## **REMERCIEMENTS**

*Je remercie le dieu le tout puissant de m'avoir donné la force et m'accordé patience pour achever ce travail.*

*Ce travail a été encadré par Mr le Professeur BENDIMERAD F.T et le doctorant Mr BENDIMERAD M.Y, que je remercie vivement de m'avoir accueilli au sien de cette structure de recherche.*

*Je leur transmets l'expression de ma reconnaissance et de ma plus profonde gratitude.*

*Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi à Mr BOUACHA.A maitre de conférence classe (A) à l'Université de Tlemcen, d'avoir accepté de présider ce travail, ainsi que Mr BAHRI S.M maitres de conférences de classe (B) à l'université de Tlemcen d'avoir bien voulu faire partie de ce jury et examiner ce travail.*

*Enfin, je remercie tous ceux qui ont participé de prêt ou de loin à la concrétisation de ce travail.*

## **Résumé**

Les Multi-porteuses sont des techniques très attractives pour le développement des systèmes de communication sans fil modernes tels que la 5ème génération (5G). En dépit de leurs nombreux avantages, le système OFDM souffre de quelques inconvénients. Les bancs de Filtre multi porteuses (FBMC) basés sur la théorie du banc de filtres.

Ce travail a pour principal objectif l'étude d'une modulation multi porteuse alternative à l'OFDM et connue actuellement sous le nom FBMC, ou encore, en relation avec ses réalisations sous forme de bancs de filtres, par l'acronyme FBMC/OQAM. Une première différence importante entre l'OFDM et cette variante est liée à la modulation OQAM, qui introduit un décalage temporel entre la partie réelle et imaginaire des symboles de données complexes à transmettre, Les différents résultats ont été simulés en employant le logiciel MATLAB.

**Mots clé : 5G, OFDM, FBMC, OQAM.**

## **ABSTRACT**

Multi-carriers are very attractive techniques for the development of modern wireless communication systems such as the 5th generation (5G). Despite their many advantages, the OFDM system suffers from some disadvantages. Filter Bank multi-carriers (FBMC) based on theory of filter bank.

This work has as main objective the study of an alternative multi-carriers modulation OFDM and currently known as FBMC, or in connection with his achievements as a filter bank, the acronym FBMC / OQAM. A first important difference between OFDM and this variation is related to modulation OQAM, which introduces a time lag between the real and imaginary part of complex data symbols to be transmitted, Different results were simulated using MATLAB software

**Key words: 5G, OFDM, FBMC, OQAM.**

**A**

**ARQ** *Automatic Repeat Request*

**ADSL** *Asynchronous Digital Subscriber Line*

**AFB** *Analysis Filter Banc*

**C**

**CMFB** *Cosine Modulation Filter Bank*

**CP** *Cyclic Prefix*

**CB** *Coherent Band*

**D**

**DFT** *Discrete Fourier Transforms*

**DAB** *Digital Audio Broadcasting*

**DVB-T** *Digital Video Broadcasting Terrestrial*

**E**

**EBMC** *Exponociel Banc Modulation Filter*

**EQM** *Erreur Quadratique Moyenne*

**F**

**FES** *Forward Error Correction*

**FBMC** *Filter Banc Modulation Carrier*

**FIR** *Finie Impulce Reponce*

**G**

**GDFT** *Generale Discrete Fourier Transform*

**I**

**ISI** *Interférence Inter Symbole*

**IIR** *Infinie Impulse Reponce*

**K**

**KSP** *Known Symbol Padding*

**N**

**NPR** *Near Perfect Reconstruction*

***M***

***MTC***    *Multi-Tone Channel*

***O***

***OQAM***   *Offset QAM*

***OFDM***   *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*

***P***

***PAPR***    *Peak to Average Power Ratio*

***PAM***    *Pulse Amplitude Modulation*

***PR***      *Perfect Reconstruction*

***Q***

***QAM***    *Quadrature Amplitude Modulation*

***R***

***RSB***    *Rapport Signal sur Bruit*

***S***

***SBMC***   *Sinus Banc Modulation Filter*

***SFB***    *Banc de Filtre de Synthèse*

***T***

***TFFI***    *Transformer Fourier Fast Inverse*

***TEB***    *Taux Erreur Binaire*

***Z***

***ZP***      *Zero Padding*

# Table des matières

---

Dédicace .....	I
Remerciement.....	II
Résumé.....	III
Liste des acronymes.....	IV
Table des matières.....	VI
Liste des figures.....	VIII
Introduction générale.....	1
<b>Chapitre I Introduction sur La technique de la modulation OFDM</b>	
I. 1 Introduction.....	2
I. 2 Les systèmes de transmission numériques.....	2
I. 3 Architecture d'une chaîne de transmission numérique.....	2
I. 4 Description des phénomènes physiques dans un canal.....	4
I.4. 1 Phénomènes à grande échelle .....	5
I.4. 2 Phénomènes à petite échelle .....	5
I.4. 3 Le bruit additif (thermique, radiations,...).....	6
I. 5 Caractéristiques du canal de transmission .....	7
I.5. 1 La dispersion des retards.....	7
I.5. 2 La dispersion fréquentielle.....	8
I. 6 Modulation mono porteuses.....	9
I. 7 Modulation multi-porteuses .....	9
I. 8 Conclusion .....	10
<b>Chapitre II Introduction sur La technique de la modulation OFDM</b>	
II. 1 Introduction .....	11
II. 2 Problématique.....	11
II. 3 Principe et fonctionnement de l'OFDM .....	12
II.3. 1 Principe de la de modulation .....	13
II.3. 2 Principe de la démodulation .....	14
II. 4 L'Orthogonalité .....	15
II. 5 Intervalle de garde .....	15
II. 6 Implémentation numérique.....	17
II.6. 1 Implémentation numérique du séquence de modulation .....	17
II.6. 2 Implémentation numérique du séquence de demodulation.....	18



# Table des matières

---

II. 7 Avantages et inconvénients de l'OFDM.....	19
II. 8 Conclusion.....	19
<b>Chapitre III Introduction sur La technique de la modulation FBMC</b>	
III. 1 Introduction.....	20
III. 2 Bancs des filtres.....	20
III. 3 Banc de filtre multi cadence.....	21
III.3. 1 L'opérations de base du taux variables.....	21
III.3. 2 Les relations de transfert.....	24
III.3. 3 L'identité multi cadence.....	25
III. 4 La Modulation du banc de filtre.....	26
III.4. 1 Banc de filtre à modulation cosinus et sinus CMFB et SMFB.....	26
III.4. 2 Banc de filtre à modulation exponentielle EMFB.....	27
III. 5 Chaîne de transmission de la FBMC.....	28
III.5. 1 Principe de la modulation.....	28
III.5. 2 Principe de la démodulation.....	29
III.5.2. 1 La modulation FBMC/OQAM.....	29
III. 6 Les Avantages et les inconvénients de la modulation FBMC.....	31
III. 7 Conclusion.....	31
<b>Chapitre IV Les Résultats</b>	
IV. 1 Introduction.....	32
IV. 2 Matlab.....	32
IV. 3 Simulation de la technique de modulation OFDM et calcul $BER=f(SNR)$ .....	32
IV.3. 1 Description détaillé concernant le programme de la modulation OFDM.....	32
IV.3. 2 Etude des cas différent pour la modulation OFDM.....	33
IV.3.2.1 Le cas sans l'évanouissement et l'estimation de canal.....	34
IV.3.2. 1 Le cas avec l'évanouissement et L'estimation de canal.....	41
IV.3.2. 2 Comparaison de BER pour trois choix du nombre de porteuses N.....	46
IV. 4 Simulation de la technique de modulation FBMC dans un canal gaussien.....	48
IV.4. 1 Description détaillé sur le programme de la modulation FBMC.....	48
IV.4. 2 les résultats d'exécution de programme FBMC.....	49
IV.4.2.1 Le cas sans l'évanouissement et l'estimation de canal.....	50

# Table des matières

---

IV.4.2.2 Le cas avec l'évanouissement et l'estimation de canal.....	51
IV.4.3 Comparaison entre les filtres utilisés .....	53
IV.4.3.1 : Comparaison entre la modulation FBMC et l'OFDM .....	54
IV.5 Conclusion .....	55
<b>Conclusion générale</b> .....	<b>56</b>
<b>Bibliographie</b> .....	<b>57</b>

## Liste des figures

---

Figure I. 1 : Schéma simplifié d'un système de transmission numérique.....	3
Figure I. 2 : Fluctuations à petite et à grande échelles de la réponse du canal.....	5
Figure I. 3 : Interaction de l'onde électromagnétique avec son milieu .....	6
Figure I. 4: schéma détaillé d'un canal de transmission radio. ....	6
Figure II. 1: Influence du multi trajet sur l'interférence inter symboles .....	12
Figure II. 2 : Effet de canal sur la technique OFDM.....	13
Figure II. 3 : Schéma de la modulation OFDM.....	14
Figure II. 4 : Schéma du principe du démodulateur OFDM. ....	15
Figure II. 5 : Spectre en sortie du modulateur OFDM. ....	15
Figure II. 6 : Intervalle de garde.....	16
Figure II. 7: Les différents intervalles de garde .....	17
Figure II. 8 : la modulation OFDM numérique .....	18
Figure II. 9: la démodulation OFDM numérique .....	19
Figure III. 1: Un exemple d'un banc de filtre.....	20
Figure III. 2: Système de sous-bande et les configurations de Trans multiplexeur .....	21
Figure III. 3 : Un dispositif de décimation .....	22
Figure III. 4 : Sous-échantillonnage par $N = 2$ .....	22
Figure III. 5: Décimation d'un signal de bande passante avec des filtres complexes.. ..	23
Figure III. 6 : un dispositif d'interpolation.....	23
Figure III. 7: Sur-échantillonnage par la $N = 2$ ).....	24
Figure III. 8: représentation des étapes d'Interpolation .....	24
Figure III. 9: Identité multirate.....	25
Figure III. 10: La modulation FBMC la partie d'émission. ....	29
Figure III. 11: La modulation FBMC au niveau de réception.....	29
Figure III.12: L'implémentation efficace de FBMC / OQAM bancs de filtres. ....	31
Figure IV. 1: la resulta de la modulation BPSK.....	34
Figure IV. 2: la resulta de la modulation QPSK .....	36
Figure IV. 3: la resulta de la modulation 8PSK .....	38
Figure IV. 4: la resulta de la modulation 16QAM .....	40
Figure IV. 5: les resulta de BER pour système OFDM de 64 porteuses .....	41
Figure IV. 6: la resulta de la modulation BPSK.....	42
Figure IV. 7: la resulta de la modulation QPSK .....	43

## Liste des figures

---

Figure IV. 8: la resulta de la modulation 8PSK .....	44
Figure IV. 9: la resulta de la modulation 16QAM .....	45
Figure IV. 10: les resulta de BER pour système OFDM de 64 porteuses avec CP sur canal sans l'évanouissement.....	46
Figure IV. 11: Influence du nombre de porteuses sur le BER sur un canal avec l'évanouissement.....	47
Figure IV. 12: Influence du nombre de porteuses sur le BER sur un canal sans l'évanouissement.....	47
Figure IV. 13: la différence entre la modulation OQAM et QAM .....	49
Figure IV. 14: la resulta de la modulation OQAM .....	51
Figure IV. 15: la resulta de la modulation OQAM .....	52
Figure IV. 16: L'échantillonnage des réponses impulsionales pour différent facteur de chevauchement K dans le domaine temporel.....	53
Figure IV. 17: Réponses Magnitude de filtre prototype de la FBMC pour $k=2$ , $k=3$ , $k=4$ dans le domaine fréquentiel. ....	54
Figure IV. 18: Réponses Magnitude de filtre de la FBMC et OFDM.....	55



***Introduction***  
***générale***

# Introduction Générale

---

L'évolution des systèmes de communications numériques s'articule autour de plusieurs aspects : des besoins croissants de débit, le caractère mobile du terminal, un contexte d'encombrement de la ressource spectrale. Les modulations à mono-porteuse ne permettent pas de répondre d'une manière optimale à ces besoins, en raison de la sélectivité en fréquence des canaux et des multiples trajets que peut emprunter un même signal.

L'OFDM avec préfixe cyclique (CP-OFDM), qui utilise un ensemble orthogonal de sous-porteuses est de loin le cas le plus populaire des systèmes multi porteuses qui a été proposé dans le but de partager les différents sous-ensembles de ces sous-porteuses avec un orthogonalité qui permet une utilisation optimale des ressources spectrales.

Le mémoire est constitué de quatre chapitres comme suite : Dans le premier chapitre nous allons décrire une présentation complète sur les principales notions relatives aux systèmes de communication numérique ainsi que leurs différentes caractéristiques. Par la suite, Nous allons expliquer le fonctionnement d'une chaîne de transmission numérique; enfin nous allons introduire les types de modulation (mono-porteuse et multi porteuse).

Dans le second chapitre, on se concentrera sur l'étude de la modulation OFDM. On va parler de la modulation OFDM .en commençant par les problématiques principale et en passant par les principes du fonctionnement et finalement par leur implémentation numérique.

Le chapitre suivant introduit les différentes caractéristiques de modulation FBMC passent par les bases du banc de filtre multi taux et ensuite la modulation banc de filtre et finalement l'implémentation de filtre prototype

Dans le dernier chapitre nous avons fait des simulations sur MATLAB sur les différents blocs constituant le 2<sup>eme</sup> chapitre et 3<sup>eme</sup> chapitre précédant, une simulation pour la modulation OFDM et une autre pour la modulation FBMC donnant des résultats avec des différentes modulations d'entrer et aussi le BER pour chaque modulation.



***Chapitre 1***  
***Généralité sur la Communication***  
***numérique***

## I. 1 Introduction

L'objectif de cette partie est de présenter les principes et quelques notions relatives aux systèmes de communication numériques par une description des systèmes de transmission numériques et décrire le fonctionnement d'une chaîne de transmission, de la source au destinataire, en passant par des caractéristiques du canal radio et on termine par les deux types des modulations multi-porteur et mono-porteur.

## I. 2 Les systèmes de transmission numériques

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique appelé canal de transmission.

La source émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires, ensuite le codeur applique deux fonction la première appelée codage en ligne associe un support physique adéquat aux éléments abstraits émis par la source. Le second appelée codage correcteur d'erreurs elle introduit de la redondance dans le signal émis pour le protéger contre le bruit et les parasites présents sur le canal de transmission.

Enfin du côté récepteur les fonctions de démodulation et de décodage sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur.

Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique [1].

## I. 3 Architecture d'une chaîne de transmission numérique

Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique est donné à la figure (I.1) où l'on se limite aux fonctions de base.



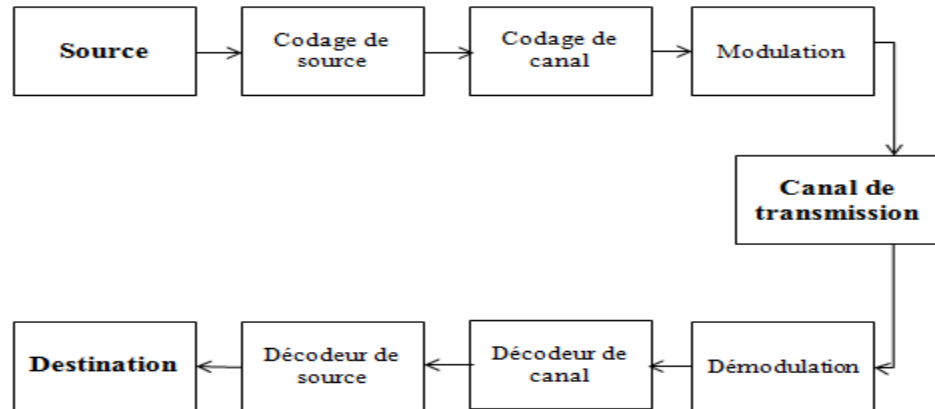


Figure I. 1 : Schéma simplifié d'un système de transmission numérique

- **L'émetteur** : A pour objectif d'adapter l'information de la source avant de transmettre à travers un canal de propagation. En effet, à partir du signal reçu, le récepteur fait l'opération pour récupérer l'information de la source [2].
- **Codage de source** : La séquence transmise par la source doit être la plus courte possible pour augmenter le débit de transmission nécessaire et optimiser l'utilisation des ressources du système. Le codeur de source a pour objectif de compresser les données en éliminant les éléments binaires non significatifs. Le principe du codage de source a été publié par Shannon.
- **Codage de canal** : Lors du passage à travers le canal de transmission, le signal est soumis à diverses interférences, introduisant des erreurs en réception. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codage de canal introduit de la redondance dans la séquence d'information. Le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter et corriger les données binaires erronées [3].
- **La modulation numérique** : A pour but principal de moduler ou de transformer les signaux binaires en formes d'ondes de signal (amplitude et phase) car les canaux réels ne permettent que la transmission des signaux électriques de ce type [4]. La séquence d'information binaire passe par un modulateur numérique qui sert d'interface avec le canal de transmission en donnant au signal une enveloppe physique.

A chaque élément ou groupe d'éléments binaire est associée une forme d'onde selon une loi de modulation, cette forme d'onde est générée par le convertisseur binaire. Chaque forme d'onde associée à un groupe de bits est appelée « symbole », le

tout formant alors un signal susceptible d'être envoyé dans le canal par une fréquence porteuse [3].

- **Canal de communication** : Un canal de communications est un milieu physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal à partir d'un émetteur jusqu'au récepteur et au cours de transmission effet de bruit est considéré comme une perturbation aléatoire qui vient de l'extérieur et de l'intérieur du récepteur [2].
- **La démodulation numérique** : La démodulation permet de récupérer l'information envoyée par l'émetteur. C'est la fonction de base du récepteur. Son implantation dépend évidemment de la modulation utilisée.
- **Décodage de canal** : Le décodage de canal consiste dans un premiers temps à détecter la présence d'erreurs dans l'information et puis dans un deuxième temps de les corriger. A partir de ces deux actions découlent trois principales stratégies :
  - Les stratégies ARQ (Automatic Repeat Request) qui se limitent à détecter la présence d'éventuelles erreurs, la correction s'effectuent par retransmission des blocs erronés, les stratégies FES (Forward Error Correction) mettant en œuvre les codes permettant la détection et la correction des erreurs sans aucune retransmission. Enfin, les systèmes hybrides combinent entre les deux techniques.
- **Décodage de source** : Le décodage de source consiste à reconstituer, par l'application de l'algorithme de décodage source « décompression par exemple », l'information originale de la séquence de substitution.
- **Le récepteur** : A pour objectif de reconstituer au mieux, le message émis à partir du signal reçu. Il comprend des circuits d'amplification de changement de fréquence de démodulation et d'échantillonnage. Enfin, un dispositif de décision : identifie la valeur des symboles binaires transmis [5].

#### I. 4 Description des phénomènes physiques dans un canal

L'interaction de l'onde avec le milieu provoque des perturbations celle si sont absorbés à deux niveaux distincts, leur impact est visible à grand ou petite échelle.

### I.4. 1 Phénomènes à grande échelle

Les évanouissements à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement ou sur un intervalle de temps suffisamment grands. Les deux phénomènes à l'origine des variations à grande échelle sont les pertes en distance et les effets de masquage [6] (Figure I.2).

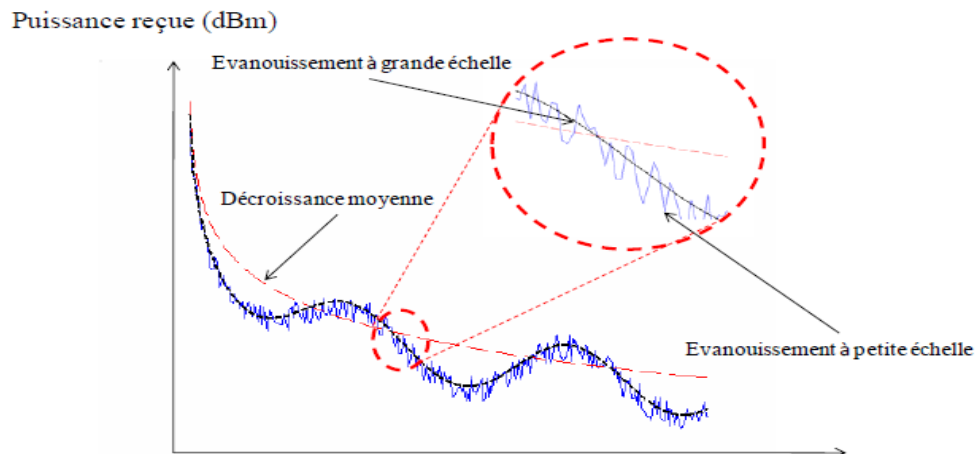


Figure I. 2 : Fluctuations à petite et à grande échelles de la réponse du canal

### I.4. 2 Phénomènes à petite échelle

L'origine de ces phénomènes est liée à la présence d'objets de natures, de dimensions et de positions variables au sein du canal. Ces objets engendrent l'apparition de multiples répliques du signal transmis interférant de façon destructives ou constructives. On parle alors de propagation à trajets multiples. Dans cette configuration, l'onde utilise pour se propager les phénomènes de réflexion, réfraction, diffraction et diffusion.

- **Réflexion (surfaces lisses) /Réfraction (milieux translucides)** : La réflexion survient lorsqu'une onde électromagnétique frappe une surface lisse de très grandes dimensions par rapport à sa longueur d'onde  $\lambda$  telle que les murs, les bâtiments, le sol, nous avons donc un phénomène de réflexion
- **Diffraction (angles, pointes)** : La diffraction se produit lorsque le chemin de propagation est obstrué par un obstacle imperméable aux ondes électromagnétiques présentant des dimensions faibles devant la longueur d'onde ou possédant des arêtes vives. Selon le principe de Huyghens, chaque point du front d'onde se comporte comme une source secondaire.

L'énergie transmise par ces sources permet au signal de se propager jusqu'au récepteur en l'absence de visibilité directe ou de l'intervention d'autres types d'interactions.

- **Diffusion** : La diffusion apparaît s'il existe sur le trajet de l'onde un regroupement très dense d'objets de dimensions du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. Le même phénomène est observé avec une surface présentant des aspérités suffisamment petites. La diffusion est le cas limite de la réflexion pour laquelle aucune direction privilégiée ne peut être identifiée.

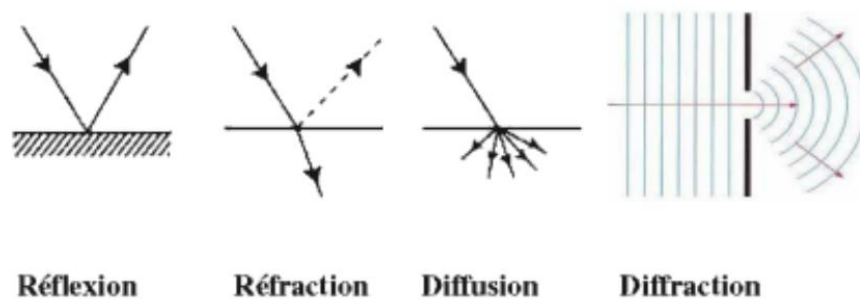


Figure I. 3 : Interaction de l'onde électromagnétique avec son milieu

### I.4. 3 Le bruit additif (thermique, radiations,...)

Au sens le plus large, tout signal indésirable limitant à un degré ou à un autre l'intégrité et l'intelligibilité d'un signal utile peut être considéré comme un bruit.

Il est préférable cependant d'établir une distinction entre le bruit dû à des perturbations à caractère purement aléatoire donc imprévisible et les interférences provoquées par le captage accidentel d'autres signaux utiles ou la mauvaise élimination de composantes périodiques parasites.

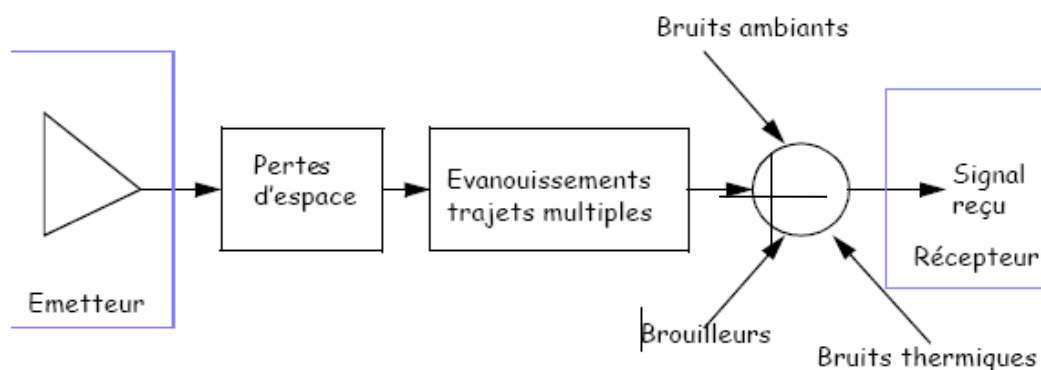


Figure I. 4 : schéma détaillé d'un canal de transmission radio.

Les sources de bruit sont classées en deux grandes catégories :

- Les sources de bruit internes au système, créatrices d'un bruit propre indépendant des conditions extérieures.
- Les sources de bruit localisées à l'extérieur d'un système de traitement donné et agissant sur celui-ci par influence.

Les causes de perturbations externes sont de deux types : perturbations artificielles et perturbations naturelles. Dans notre étude nous nous intéresserons au cas du bruit externe lié au canal radio [7].

## I. 5 Caractéristiques du canal de transmission

L'évaluation des systèmes de transmission est dictée par les deux caractéristiques : la qualité de transmission et la complexité de calcul des opérations de modulation/démodulation. Les grandeurs permettant de quantifier la qualité de la transmission sont :

- **Le taux d'erreur binaire (TEB)** : permet de mesurer la fréquence à laquelle les erreurs se produisent, il correspond au rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total des bits émis.
- **Erreur quadratique moyenne (EQM)** : détermine l'écart moyen entre les symboles émis et les symboles reçus.
- **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. Le débit binaire est donné par le rapport  $q/T_s$  et l'efficacité spectrale par le rapport  $q/BT_s$ .
- **Le rapport signal sur bruit (RSB)** : est généralement adopté 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  $N_0$  la densité spectrale de puissance du bruit blanc à l'entrée du récepteur et  $E_b$  l'énergie moyenne par bit du signal modulé [8].

### I.5. 1 La dispersion des retards

Dans les télécommunications, les trajets réfléchis sont généralement plus longs que le trajet direct c'est-à-dire 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. La dispersion de retard peut être calculée selon la formule simplifiée suivante [9] :

$$\text{Dispersion des retards} = \frac{\text{Trajet le plus long} - \text{Trajet le plus court}}{\text{célérité de la lumière}} \quad \text{I.1}$$

L'importance d'étalement des retards est la façon dont elle affecte l'Interférence Inter Symbole (ISI). 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.

### I.5. 2 La dispersion fréquentielle

Les dispersions fréquentielles sont liées au mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur. Ces mouvements provoquent un décalage fréquentiel du spectre des signaux émis, appelé effet doppler. Ce décalage dépend de la vitesse relative de déplacement, Ainsi pour un signal émis à la fréquence  $f_c$  le récepteur aura une fréquence de réception  $f_r$  qui sera la somme de la fréquence émise  $f_c$  et le décalage Doppler  $f_d$ .

$$f_r = f_c + f_d \quad \text{I.2}$$

$f_d$  est fonction de l'angle  $\theta$  d'incidence de l'onde reçue et de la vitesse  $v$  de déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur :

$$f_d = \frac{v}{c} \cos \theta \quad \text{I.3}$$

Où  $c$  désigne la célérité de la lumière. Selon cette expression, la bande fréquentielle sur laquelle évolue la fréquence de décalage doppler appelée étalement doppler ou bande doppler est égale à [10]:

$$B_d = 2f_{d_{max}} \text{ avec } f_{d_{max}} = v f_c / c \quad \text{I.4}$$

Où  $f_{d_{max}}$  désigne la fréquence doppler maximale.

## I. 6 Modulation mono porteuses

Une porteuse de fréquence radio est utilisée pour transporter les informations. Par conséquent, l'information sous forme de bits symbole est modulée par une seule porteuse.

Nous abordons maintenant le problème de la transmission en bande de base d'un message numérique constitué par une suite de symboles  $S_q$  émis à raison de  $1/T$  symboles par seconde. Dans le cas d'une transmission mono-porteuse, le signal en sortie de l'émetteur a pour expression :

$$s(t) = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} x[q].h_{TX}(t - qT) \quad \text{I.5}$$

Où  $T$  est la durée du symbole et  $h_{TX}(\tau)$  est la forme d'onde à l'émission (en général un filtre demi-Nyquist). Le signal émis est alors transmis dans un canal de propagation.

## I. 7 Modulation 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 (décrite en chapitre suivante).

Le principe est de transmettre des données numériques en parallèle modulées sur un grand nombre de porteuses à bas débit. Dans un système conventionnel de transmission de données en

série, les symboles sont transmis séquentiellement (le spectre de chaque donnée est autorisé à occuper toute la bande passante disponible).

### **I. 8 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu général sur les communications numérique canal de transmission, les phénomènes des petites échelles, les caractéristiques de canal et le bruit additive ainsi que la modulation mono-porteuse et multi porteuse.

Nous allons étudier dans le second chapitre, la modulation OFDM en générale.



A decorative blue floral border with intricate scrollwork and leaf patterns, framing the central text.

# ***Chapitre 2***

***Introduction sur La technique de  
modulation OFDM***

## II. 1 Introduction

L'un des bénéfices de la 4ème génération des standards pour la téléphonie mobile que la transmission d'informations est plus facile, qu'on peut atteindre par une technique de modulation multi-porteuses. La technique de modulation OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) consiste à répartir sur un grand nombre de sous-porteuses de signal numérique que l'on veut transmettre. Dans ce chapitre on va parler sur la modulation OFDM commençant par les problématiques principale de cette modulation, ensuite par les principes du fonctionnement et enfin par leur implémentation numérique.

## II. 2 Problématique

L'émission de signal radiofréquence s'effectue sur un canal, qui représente le support physique. Les contraintes physiques de ce support limite sa transmission numérique, si le canal ne se comporte pas identiquement sur l'ensemble de la bande fréquentielle appel alors un canal sélectif. Le signal se déforme alors pendant la transmission et les données sont dispersé dans le temps provoquent entre les symboles d'interférence.

La présence de trajet multiple aggrave ce phénomène de sélectivité en fréquence du fait que le signal peut subir en zone urbain de nombreuse réflexion. La réception sera un ensemble d'échos d'amplitudes sur des retards variables. Dans le cas d'un canal radio mobile cette problématique de canal a trajet multiple critique.

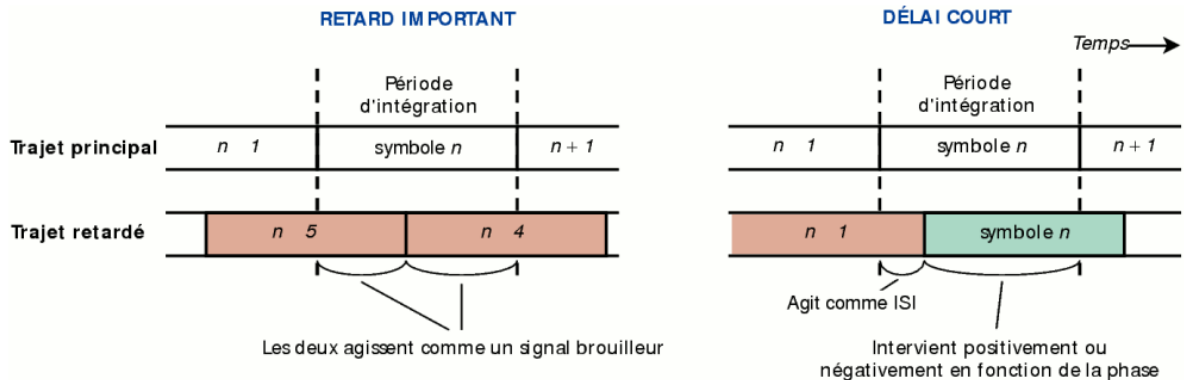
La transmission à trajets multiples est caractérisé par :

- **L'étalement des retards** : si la durée d'un symbole est grande devant  $T_m$ , le canal est non sélectif en fréquence mais il peut être atténué ou amplifier.
- **Le temps de cohérence ou spectre Doppler** : Si  $B \ll B_d$  le signal ne subit pas de distorsion dans le temps.
- **Sa fonction de transfert** : représente l'atténuation et le retard en fonction du temps du  $n^{\text{ième}}$  écho, et  $f_c$  la fréquence porteuse :

$$h(t, \tau) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-2j\pi f_c \tau_n} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad \text{II.1}$$

Des interférences constructrices et destructive peuvent être générés par des différents trajets suivant les caractéristique des obstacles rencontrés et la localisation du récepteur

relativement à l'émetteur, on peut perdre totalement le signal pour les interférences destructrices figure(II.1).



**Figure II. 1:** Influence du multi trajet sur l'interférence inter symboles

Ces problématiques sont d'autant plus d'actualité que les débits transmis augmentent exponentiellement, et donc la bande de fréquence nécessaire pour transporter ces informations à haut débit [11]. Or l'effet de la sélectivité en fréquence sur la dégradation des performances augmente avec la largeur de bande de fréquence du signal transmis. Les processus d'égalisation sensés compenser les effets des multi trajets et de la sélectivité en fréquence des canaux sont cependant d'une grande complexité lorsque le canal varie beaucoup dans le temps ou suivant la fréquence du signal. Ils nécessitent de plus la connaissance à tout instant de la fonction de transfert du canal de transmission. La famille des modulations multi porteuses dont fait partie l'OFDM permet de répondre à cet enjeu en utilisant des sous porteuses peu sensibles aux multi trajets et à la sélectivité en fréquence, faciles à égaliser [12].

## II. 3 Principe et fonctionnement de l'OFDM

La modulation OFDM (multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence) est une technique qui divise la bande fréquentielle en un nombre de sous-canaux égale à  $N$  (ou sous-porteuses) orthogonaux et uniformes [13] c'est-à-dire les symboles vont être repartie sur un grand nombre de porteuse a débit faible (figure II.2), à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupe alors toute la bande passante disponible.

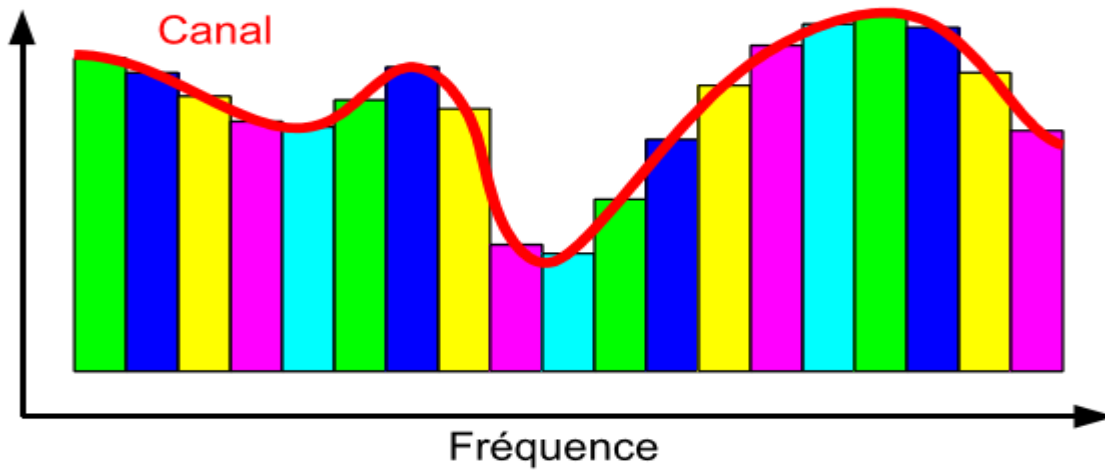


Figure II. 2 : Effet de canal sur la technique OFDM

### II.3. 1 Principe de la de modulation

Pour la réparation des données à transmettre sur les  $N$  porteuses, Les symboles doivent être regroupés par des paquets de  $N$  [13]. Les symboles sont des nombre complexes offrent les constellations souvent de type QAM ou PSK Le signal est modulé par le  $k^{\text{ième}}$  train de symboles parmi les  $N$  trains. Et  $C_k$  la forme complexe de signal porteuse modulé du train  $K$ . Le rassemblement des symboles OFDM nous donne le signal total  $s(t)$  (figure II.3). :

$$s(t) = \sum_{K=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi f_k t} \quad \text{II.2}$$

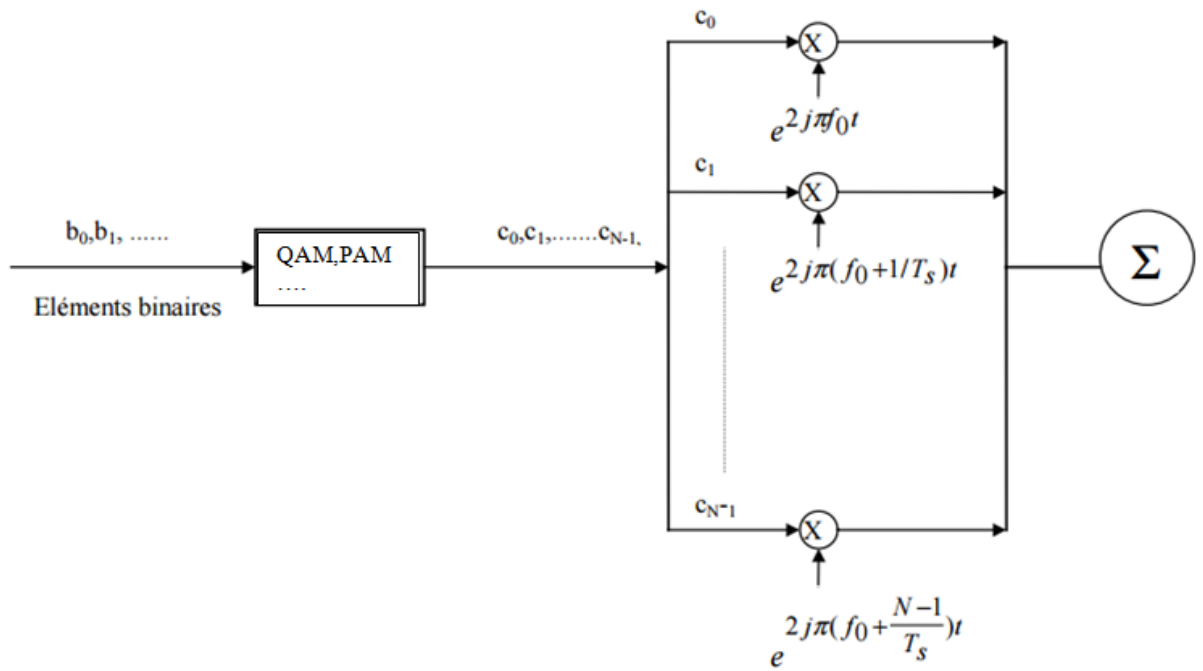


Figure II. 3 : Schéma de la modulation OFDM

### II.3. 2 Principe de la démodulation

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

$$y(t) = \sum_{K=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{j2\pi f_k t} \quad \text{II.3}$$

$H_k(t)$  est la fonction de transfert du canal qui varie lentement. La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les  $N$  sous porteuses suivant la figure II.4.

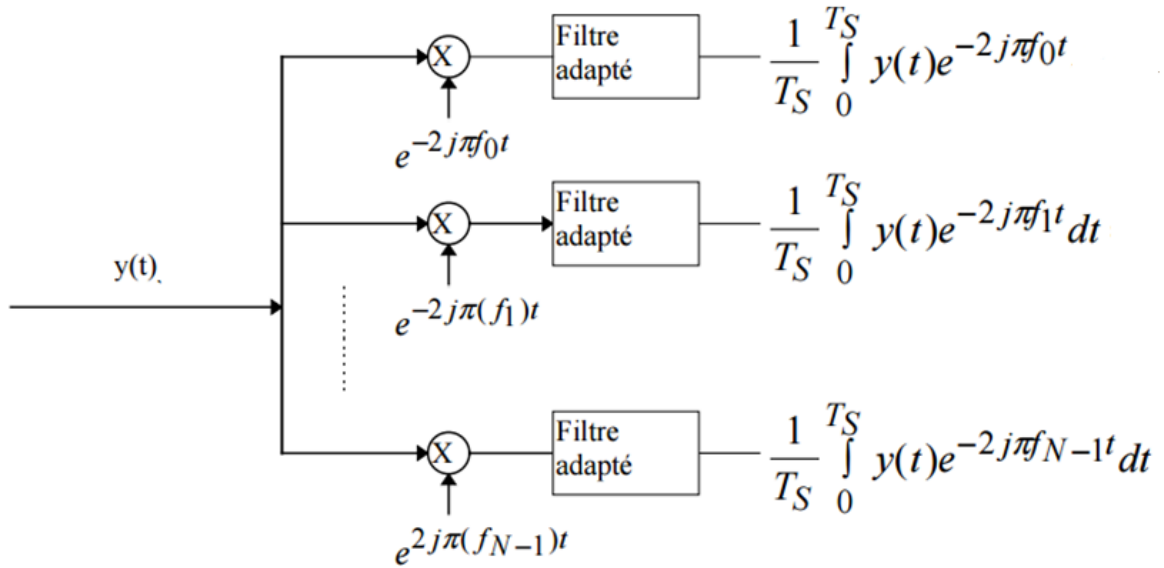


Figure II. 4 : Schéma du principe du démodulateur OFDM.

### II. 4 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 fréquence adjacentes  $f_n=1/T_n$  (figure II.5). En effet chaque symbole moduler par une porteuse pendant une fenêtre rectangulaire de durée temporelle, sinus cardinal représente sons spectre en fréquence.

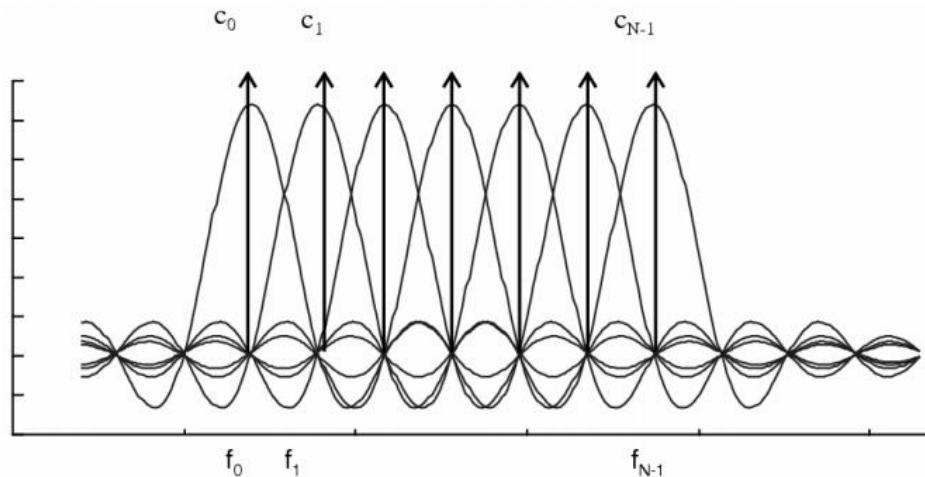


Figure II. 5 : Spectre en sortie du modulateur OFDM.

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 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  $T_s \ll 1/B_d$ .

## II. 5 Intervalle de garde

Les symboles subissent des échos et un symbole émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés. Un symbole émis lors d'une période  $iT_S$  peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période  $(i-1)T_S$ , il se produit alors des interférences. Pour éviter ces interférences, on ajoute un intervalle de garde d'une durée  $T_g$ . Chaque symbole est précédé par une extension périodique du signal lui-même, la durée du symbole total transmis est alors  $T=T_S+T_g$ . Pour que les interférences soient éliminées.

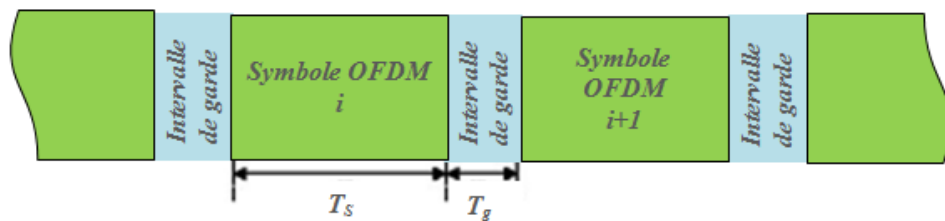


Figure II. 6 : Intervalle de garde

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 appeler cyclic-prefix (CP-OFDM) [14] (figure II.7-(a)), ce que j'utilise comme intervalle de garde à la modulation OFDM (1<sup>ère</sup> partie de chapitre VI-I).
- **ZP** : Insérer des zéros au lieu d'intervalle de garde et aucun signal est transmise pendant l'intervalle de garde, appeler zero-padding (ZP-OFDM) [15] (Figure II.7-(b)).
- **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 [15] (Figure II.7-(c)).

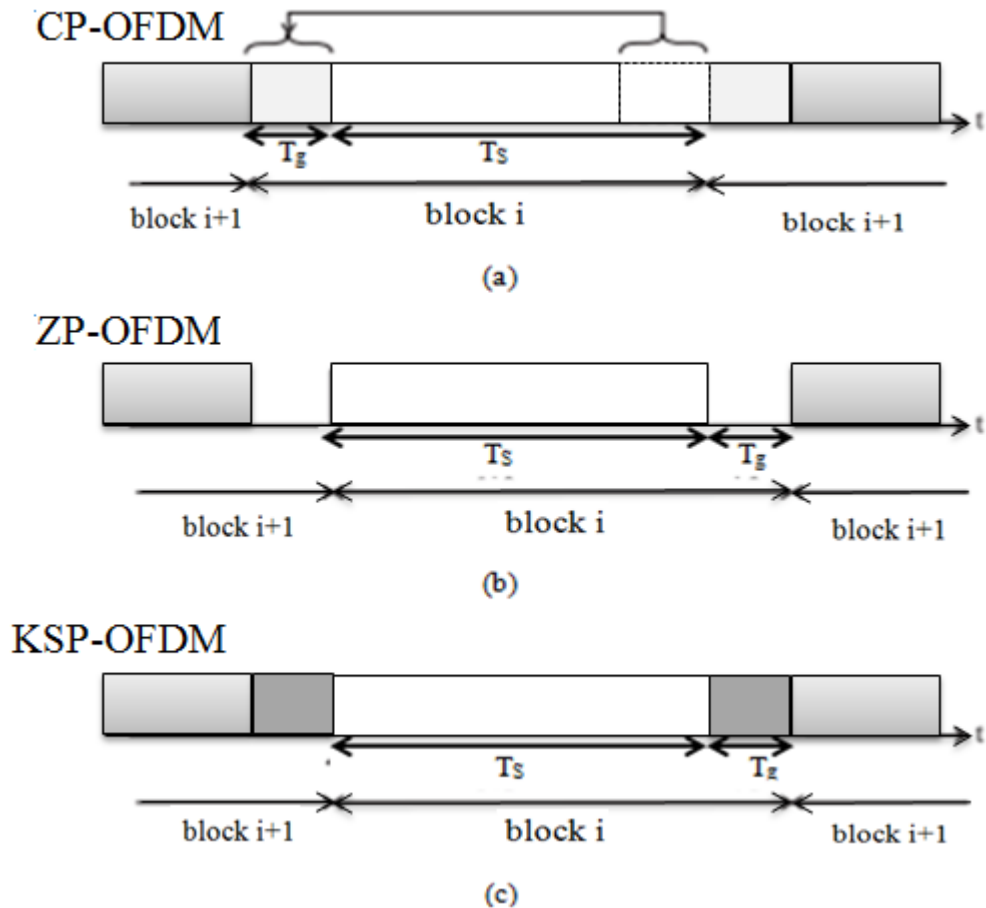


Figure II. 7: Les différents intervalles de garde

Mais les deux types d'intervalles de garde sont couramment utilisés : ZP, CP.

## II. 6 Implémentation numérique

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

### II.6. 1 Implémentation numérique du séquence de modulation

L'analyse algébrique indique que le signal de sortie  $s(t)$  est sous la forme :

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{K=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \quad \text{II.4}$$



En discrétisant ce signal et en le ramenant en bande de base pour l'étude numérique on obtient une sortie  $s(n)$  sous la forme [16]:

$$S_n = \sum_{K=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad \text{II.5}$$

Les  $s(n)$  sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des  $c(k)$ . En choisissant le nombre de porteuses  $N$ , le calcul de la transformée de Fourier inverse se simplifie et peut se calculer par une simple IFFT menant au schéma numérique suivant :

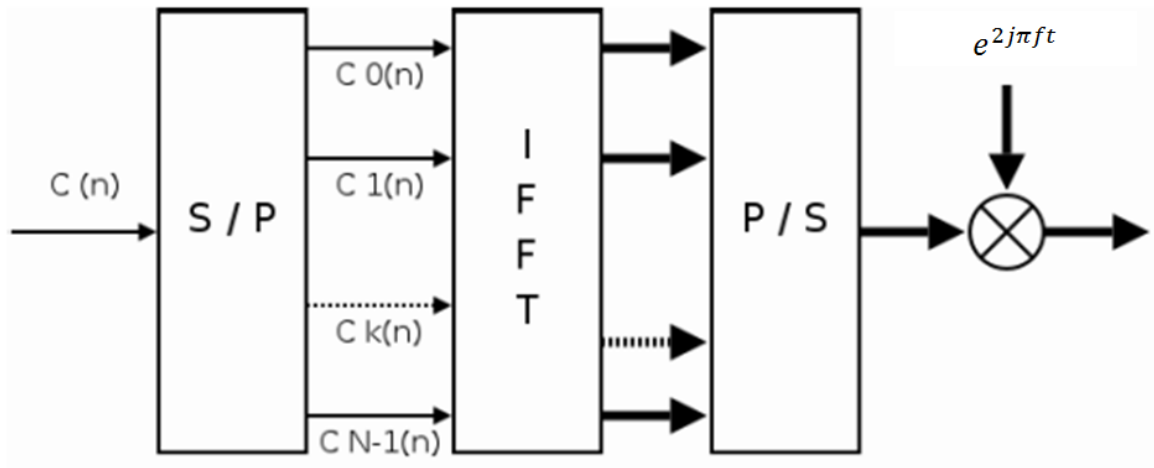


Figure II. 8 : la modulation OFDM numérique

### II.6. 2 Implémentation numérique du démodulateur

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme [16] :

$$z(t_n) = z\left(\frac{nT_s}{N}\right) = z_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad \text{II.6}$$

$Z_n$  est la transformée de Fourier discrète inverse de  $c_k H_k$ , la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier directe discrète. Le nombre de porteuses ayant été choisi tel que  $N = 2^n$ , on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT. On obtient alors le schéma de principe suivant :

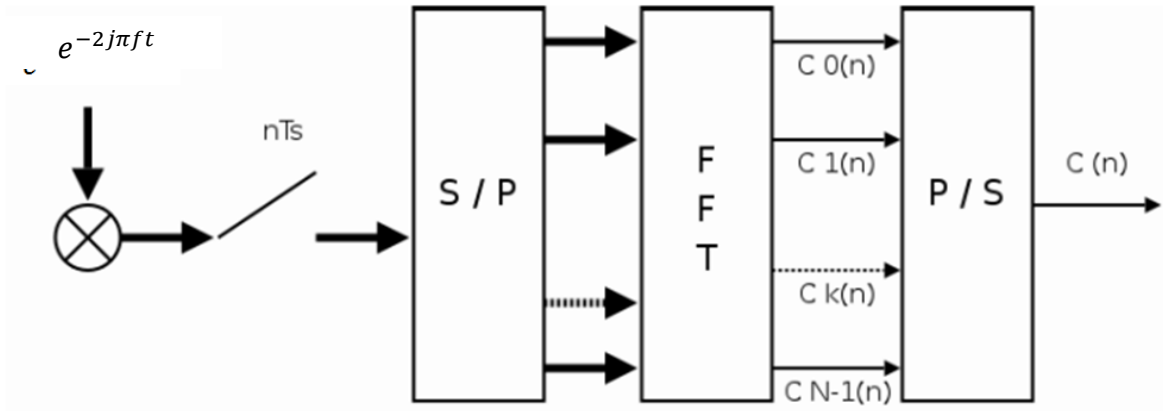


Figure II. 9: la démodulation OFDM numérique

## II. 7 Avantages et inconvénients de l’OFDM

Il y a des avantages dans la modulation OFDM dont on va citer l'efficacité de l'utilisation de la bande passante de la fréquence et des évanouissements sélectifs (évanouissements sélectifs en fréquence) de forte capacité, et réduire la complexité de l'égaliseur.

L'OFDM présente également des inconvénients la synchronisation de la fréquence porteuse et ainsi que le taux élevé de crête à puissance moyenne (Peak to Average Power Ratio, PAPR).

## II. 8 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 sous-porteuses et l'intervalle de garde.

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

A decorative blue floral frame with intricate scrollwork and leaf patterns, surrounding the text.

# *Chapitre 3*

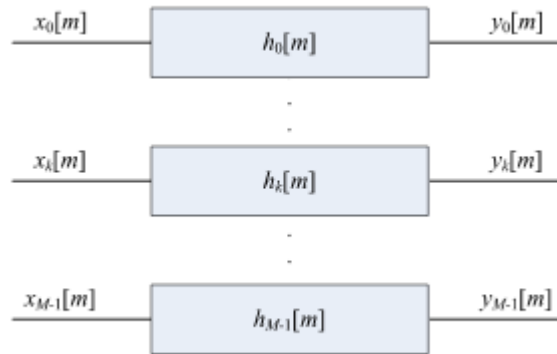
*Introduction sur la technique de  
La modulation FBMC*

### III. 1 Introduction

Les systèmes basés sur la modulation FBMC sont complexes par rapport à l'OFDM. Dans ce chapitre nous allons parler de la modulation FBMC en commençant par quelques définitions sur les filtres et les bases des filtres multi-cadence, en passant par la modulation du banc de filtre et finalement par l'implémentation d'un exemple de modulation FBMC/OQAM.

### III. 2 Bancs des filtres

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



**Figure III. 1:** Un exemple d'un banc de filtre

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

Le vrai pouvoir des bancs de filtre est mis à profit quand ils sont utilisés par paires, en les combinant comme un système de sous-bande figure III.2-(a) ou Trans multiplexeurs figure III.2-(b), comme indiqué à la Figure III.2 ou on suppose que les conversions des taux N sont les mêmes dans toutes les sous-bandes.

D'autre part, la configuration de Trans multiplexeur est appliquée dans les communications multi porteuses.

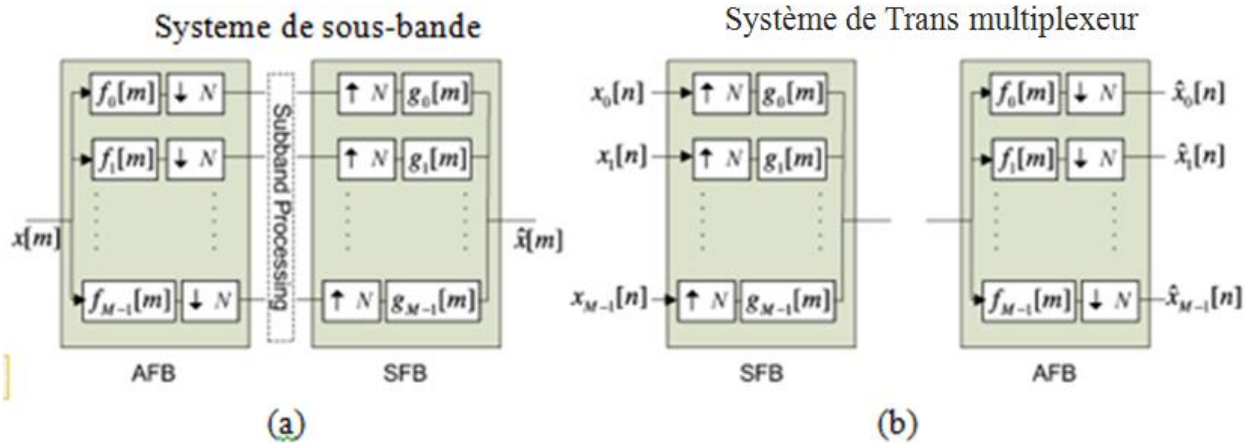


Figure III. 2: Système de sous-bande et les configurations de Trans multiplexeur [17]

### III. 3Banc 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 (détailler sur les sections suivantes).

#### III.3. 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**

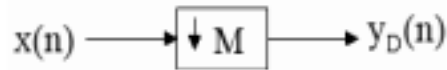
La décimation se fait dans l'AFB, cette procédure consiste à sous-échantillonné le signal d'entrée, comme on peut le voir sur les branches des bancs de filtres d'analyse de la figure III.2. Sous-échantillonnage réduit le taux d'échantillonnage pour le  $N^{ième}$  échantillon du signal filtré [17].

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

$$y(n) = x(Mn) \tag{III.1}$$

Où  $M$  est un entier

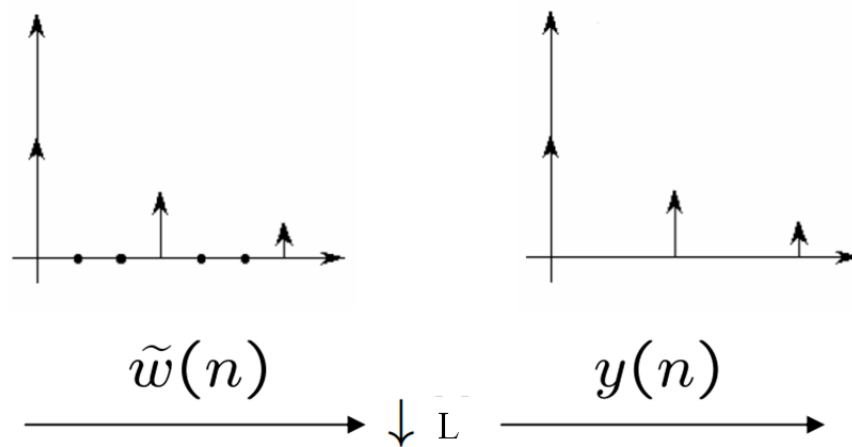
En général, On n'a pas la possibilité de récupérer  $x(n)$  de  $y_D(n)$  à cause de la perte d'informations.



**Figure III. 3** : Un dispositif de décimation

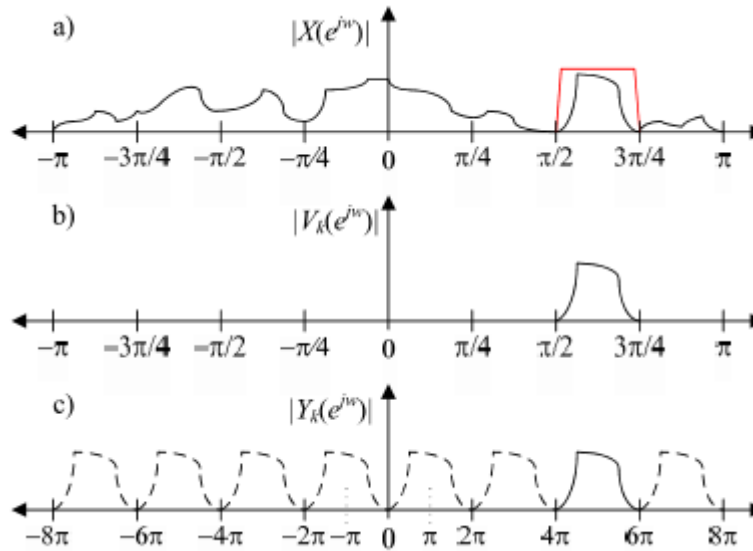
Le fonctionnement de decimation sur le domaine temporel et le domaine fréquentiel :

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



**Figure III. 4** : Sous-échantillonnage par  $N = 2$

Dans le domaine de la fréquence, le spectre de sortie est formé par une répétition de  $N$  répliques décalé du spectre élargi par le facteur  $N$ .(Figure III.5)



**Figure III. 5:** Décimation d'un signal de bande passante avec des filtres complexes. a) spectre du signal d'entrée. b) Spectre après bande passante de filtrage anti-alias. c) résultant du spectre après sous-échantillonnage par  $N = 8$ .

- **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 [17]. 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 III.2.

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



**Figure III. 6 :** un dispositif d'interpolation.

Le fonctionnement d'interpolation sur les deux domaines :

- Dans le domaine temporel, elle ajout des zéros entre les échantillons

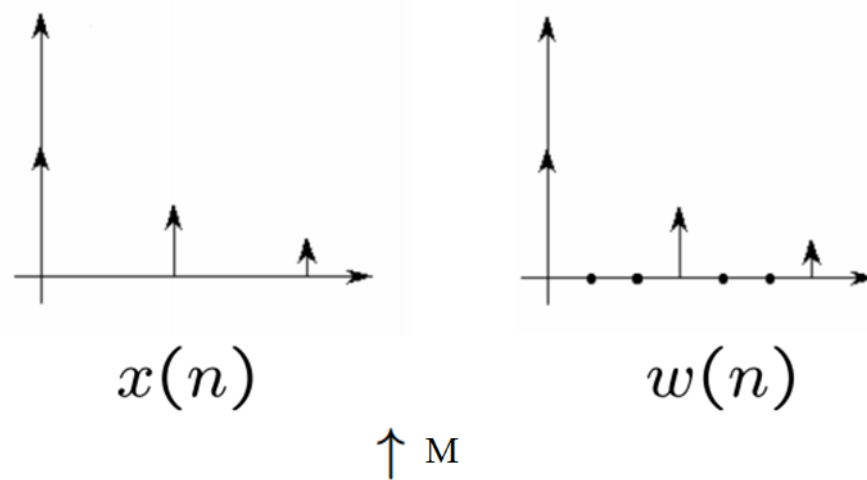


Figure III. 7: Sur-échantillonnage par la  $N = 2$  (L'insertion des échantillons d'une valeur zéro dans le domaine temporel).

Dans le domaine fréquentiel, le spectre du signal d'entrée (a) passe par le sur-échantillonnage il met en évidence la bande d'intérêt (b) et après interpolation par un filtre passe-bande qui décide le choix de spectre du signal

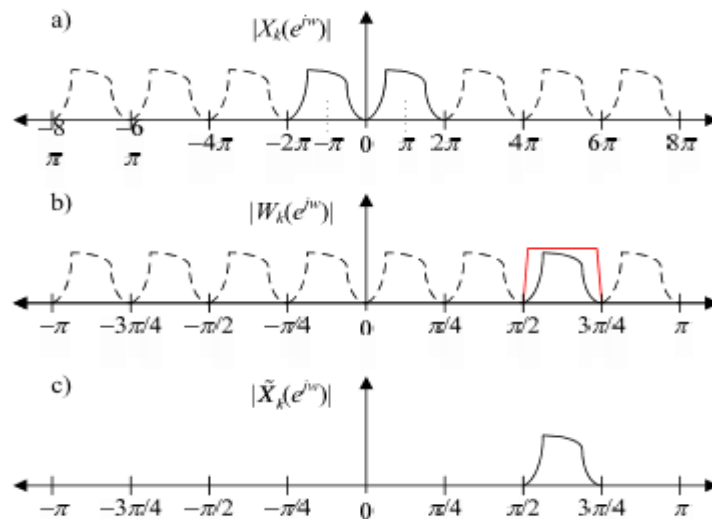


Figure III. 8: représentation des étapes d'Interpolation

### III.3. 2 Les relations de transfert

- Décimateur

Pour la décimation du M-pli (1), on peut écrire la sortie  $Y_D(e^{j\omega})$  en termes de  $X(e^{j(\omega-2\pi k)/M})$  comme



$$Y_D(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X(e^{j(\omega-2\pi k)/M}) \tag{III.2}$$

- Interpolation

On a

$$\begin{aligned} Y_E(Z) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_E(n)Z^{-n} = \sum_{n=\text{mul. of } L} y_E(n)Z^{-n} && \text{III.3} \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_E(kL)Z^{-kL} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)Z^{-kL} \\ &= X(Z^L). \end{aligned}$$

Alors

$$Y(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega L}) \tag{III.4}$$

### III.3. 3 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 III.9. Ces identités multi-cadence permettent la commutation de l'ordre de l'opération sur/sous- échantillonnage avec les filtres correspondants.

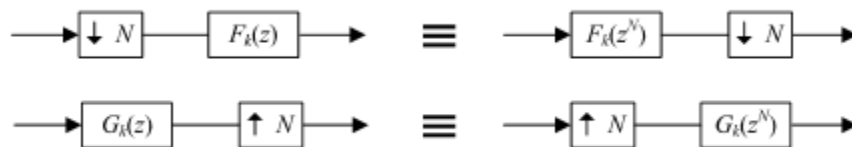


Figure III. 9: Identité de taux variable.

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.

### III. 4 La Modulation du banc de filtre

La modulation du banc de filtre est un développement d'une classe spéciale de  $M$  canaux de banc de filtre à reconstruction parfait. Cette classe est fondée sur l'idée d'un filtre prototype modulé qui simplifie la procédure qui désigne le banc de filtre pour l'optimisation du filtre prototype, ce filtre utilise la réponse impulsionnel de type RII comme un prototype.

On s'intéresse seulement sur les types des filtres FIR pour obtenir les filtres du canal du banc de filtres, on peut obtenir cette modulation par la multiplication avec cosinus, sinus ou par une exponentielle complexe.

#### III.4. 1 Banc de filtre à modulation cosinus et sinus CMFB et SMFB

Les bancs de filtres qui sont basés sur la modulation cosinus sont connus comme Banc de filtre à modulation cosinus. Dans ce système, les filtres d'analyse et de synthèse sont obtenus à partir du filtre prototype par modulation cosinoïdale.

Si les  $P_p(n)$  Sont les coefficients de Réponse impulsionnel du filtre prototype, les coefficients d'analyse ( $h_k(n)$ ) et le filtre de synthèse ( $f_k(n)$ ) sont données par les equations. (III.5) et (III.6) respectivement.

$$h_k^c(n) = 2h_p(n) \cos\left((2k + 1) \frac{\pi}{2M} \left(n - \frac{N}{2}\right) + (-1)^k \frac{\pi}{4}\right) \quad \text{III.5}$$

Et

$$f_k^c(n) = 2h_p(n) \cos\left((2k + 1) \frac{\pi}{2M} \left(n - \frac{N}{2}\right) - (-1)^k \frac{\pi}{4}\right) \quad \text{III.6}$$

Ou

$$k = 0, 1, 2, \dots, M - 1$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$$

Il résulte des équations ci-dessus que les filtres de synthèse sont des versions inversées dans le temps des filtres d'analyse  $f_k^c = h_k^c(N-n)$ .

Les systèmes à modulées peuvent être mises en œuvre en utilisant une transforme discrète en cosinus (DCT).

Dans CMFB, nous avons besoin de concevoir et d'optimiser les coefficients du filtre prototype seulement. CMFBs sont utilisés dans différentes applications en raison de leur approche de conception simple et efficace

Les avantages de cette méthode sont les suivants: le coût de mise en œuvre est réduit à celui-là d'un filtre. Les paramètres à optimiser également réduisant le seul prototype doit être optimisé. Ils peuvent être mis en œuvre la reconstruction presque parfaite ou reconstruction parfaite de systèmes.

Les bancs de filtres qui sont basés sur la modulation sinus sont connus comme Banc de filtre à modulation sinus. Dans ce système, les filtres d'analyse et de synthèse sont obtenus à partir du prototype filtre par modulation sinusoïdale. Les filtres de sous-canal pour le SMFB sont obtenus lorsque l'on remplace le terme cosinus dans les équations. (III.7) et (III.8) pour une durée indéterminée. Les blocs de modulation utilisés dans les CMFB et SMFB implémentations sont DCT-IV et DST-IV transforme, respectivement [18], DCT-IV et le DSM-IV sont transformées en bloc, qui sont défini comme suit [19]:

$$[C]_{kn} = \sqrt{\frac{2}{M}} \cos\left(\left(n + \frac{1}{2}\right)\left(k + \frac{1}{2}\right)\frac{\pi}{M}\right) \quad \text{III.7}$$

Et

$$[S]_{kn} = \sqrt{\frac{2}{M}} \sin\left(\left(n + \frac{1}{2}\right)\left(k + \frac{1}{2}\right)\frac{\pi}{M}\right) \quad \text{III.8}$$

#### III.4. 2Banc de filtre à modulation exponentielle EMFB

Les bancs de filtres à modulation exponentielle (EMFB) sont également connus sous le nom modulation complexe, ils sont obtenus par la modulation exponentielle du filtre prototype. En raison de la modulation exponentielle, l'analyse et la synthèse des filtres résultants ont des réponses d'amplitude simple face qui divisent toute la gamme de fréquence uniforme [17]. Les bancs de filtres à modulation exponentielle peuvent être mises en œuvre indépendamment ou dérivé d'une combinaison de banc e filtre a modulation cosinus et banc de filtre a modulation sinus .Ils peuvent également être mises en œuvre en utilisant des transformations rodées étendues (ELT).

Le filtre prototype  $H_0(z)$ , les filtres d'analyse  $H_k(z)$  sont liés à  $H_0(z)$  comme  $H_k(z)=H_0(zW_M^k)$ . Ou  $W_M=e^{-j2\pi/M}$ . Ainsi  $h_k[n]$  sont obtenues par modulation exponentielle de  $h_0[n]$

$$h_k[n] = h_0[n] \exp(j2\pi kn/M) \quad \text{III.9}$$

Par conséquent, les coefficients de  $h_k[n]$  sont complexes, même lorsque  $h_0[n]$  est réel. Quand ils sont mis en œuvre en utilisant la transformée de DFT. Ainsi les bancs de filtres DFT sont un type de bancs de filtres exponentiellement modulés qui sont implémentées en utilisant des structures polyphasés et FFT. Un point à noter ici est que même si les bancs de filtres DFT peuvent être appelés un type de EMFB, ils sont différents des EMFBs dans la façon dont ils sont échantillonnés et leurs canaux sont empilés. La mise en œuvre la plus populaire des bancs filtre modulés exponentiellement est donnée ci-dessous. Considérons  $h(n)$  comme le prototype de filtre passe-bas. Ensuite, la synthèse et l'analyse des bancs filtre pour un banc de filtres 2x sur-échantillonné sont définis comme :

$$f_k^e(n) = \sqrt{\frac{2}{M}} h_p(n) \exp\left(j\left(n + \frac{M+1}{2}\right)\left(k + \frac{1}{2}\right)\frac{\pi}{M}\right) \quad \text{III.10}$$

$$h_k^e(n) = \sqrt{\frac{2}{M}} h_p(n) \exp\left(-j\left(N - n + \frac{M+1}{2}\right)\left(k + \frac{1}{2}\right)\frac{\pi}{M}\right) \quad \text{III.11}$$

Ou

$$n=0, 1, \dots, N$$

et

$$k=0, 1, \dots, 2M-1$$

### III. 5 Chaîne de transmission de la FBMC

Le système FBMC a le même principe de système OFDM mais il utilise les filtres prototypes. Dans cette partie on va parler d'une façon générale sur les blocs de réalisation d'une chaîne de transmission d'un système FBMC.

#### III.5. 1 Principe de la modulation

La figure III.10 représente la partie d'émission FBMC d'une manière générale après la modulation de l'entrée utilisée le signal passe par le bloc d'IFFT pour convertir le signal du domaine fréquentiel au domaine temporel ensuite le signal sortant passe par le bloc du filtre polyphasé et enfin les signaux résultant seront regroupés parallèlement au sérial et envoyé sur notre canal.

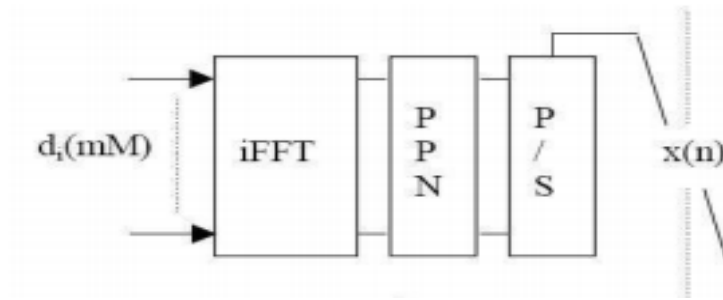


Figure III. 10: La modulation FBMC la partie d'émission.

### III.5. 2Principe de la démodulation

La figure III.11 représente la partie de réception de la modulation FBMC, en suivant l'opération inverse de la partie d'émission. A la réception le signal reçue se devise du sérial au parallèle et passe par le filtre polyphasé ensuite par le bloc de la transformé de fourrier rapide FFT enfin notre signal est prêt à être démoduler par la modulation de la sortie et récupérant notre information par la suite.

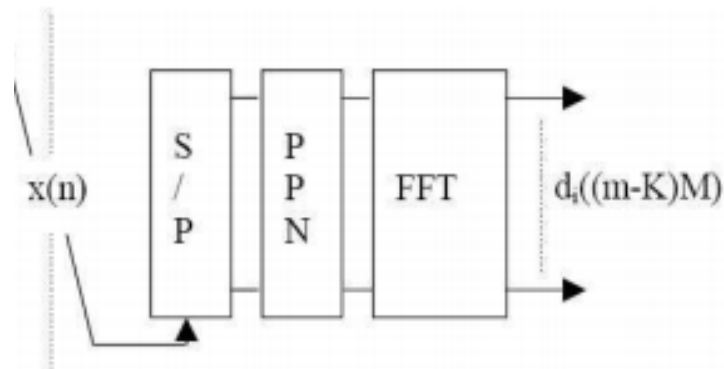


Figure III. 11: La modulation FBMC au niveau de réception.

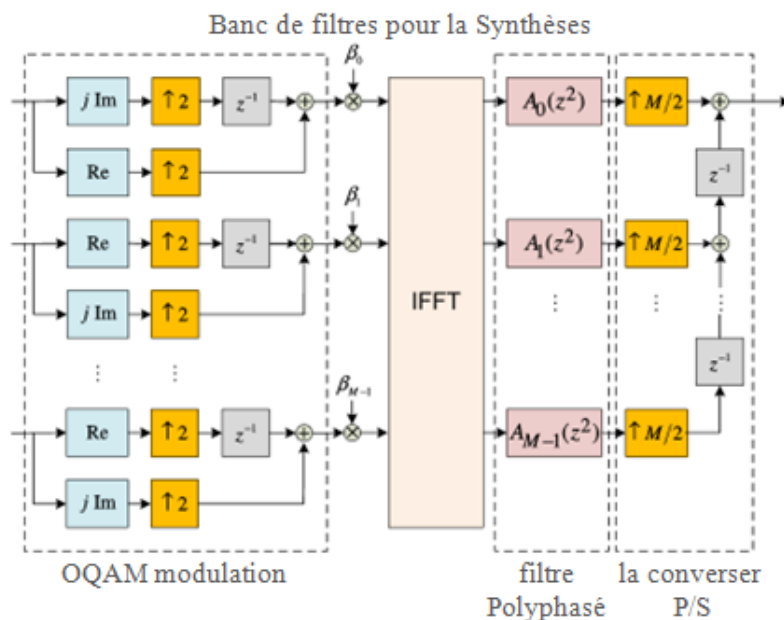
#### III.5.2. 1 La modulation FBMC/OQAM

Un exemple de modulation FBMC c'est la modulation FBMC/OQAM à empilement pair, Le modèle FBMC / OQAM est équivalent au modèle d'opération MDFT [20,19], et à des structures d'implémentation efficaces fondées sur l'inverse et à terme transformées de Fourier rapide (IFFT / FFT), au banc de synthèse et d'analyse, respectivement. Les transformées de Fourier rapides sont accompagnés par filtrage polyphasé pour mettre en œuvre la sélectivité du sous-canal. Les structures d'implémentation efficaces pour l'analyse et la synthèse des bancs sont esquissées dans la figure III.5

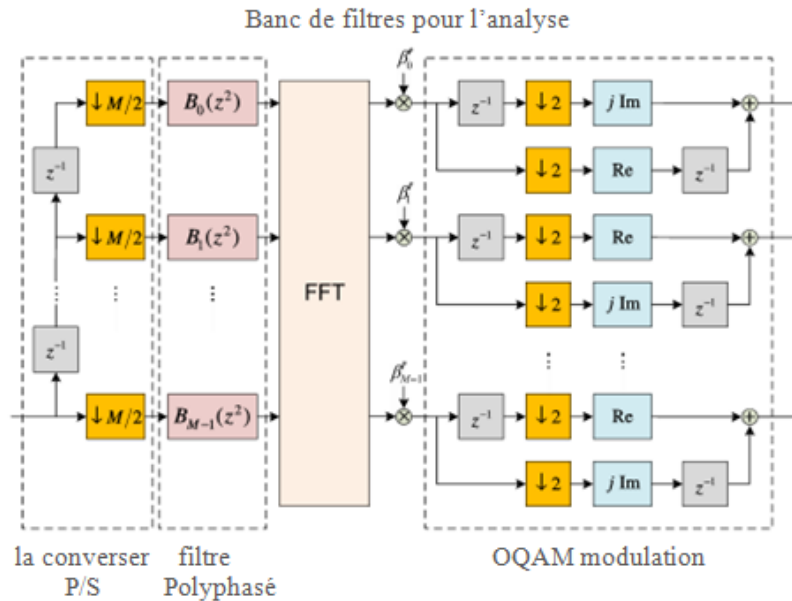
Un MDFT avec des sous-bandes transportant des signaux modulés de niveau Q2-valeur complexe est détaillée à l'aide de l'opération GDFT. Par conséquent, les solutions de traitement de

signal basé sur une implémentation peuvent facilement être ajustées avec un minimum de modifications pour fonctionner avec l'autre implémentation [17].

Sur la figure III. 12- a notez que les entrées du SFB sont purement réel et imaginaire de modulation OQAM, le signal sortant à partir de ce dernier passe par le block de la transformer de Fourier rapide inversée le IFFT, ensuite le signal obtenu entre dans le bloc des filtres polyphasés  $A_q(Z^2)$ . En utilisant la conversion de P/S par le sur-échantillonnage de  $M/2$ , les signaux sortant réunissent pour être envoyés dans le canal et sur la figure III. 13-b reçus par le AFB par une opération inverse. Maintenant en utilisant la conversion de S/P par sous-échantillonnage  $M/2$ , puis, le signal obtenu entre dans le bloc des filtres polyphasés  $A_q(Z^2)$ , ensuite passe par le bloc de la transformer de fourrier rapide le FFT et après le signal passe par le bloc de modulation OQAM.



(a)



(b)

Figure III.12: L'implémentation efficace de FBMC / OQAM bancs de filtres.

### III. 6 Les Avantages et les inconvénients de la modulation FBMC

#### Les Avantages

- l'un des avantages sur la modulation FBMC que l'impulsion dans le domaine fréquentiel et temporel est bien localiser.
- N'est pas besoin d'insérer un Préfixe cyclique.
- Fournir spectre efficace et un système plus sélectif

#### Les inconvénients

- permet les inconvénients que pose un problème est la grand complexité d'implémentation de PPN.
- Fournir brouilleurs à bande étroite robustes

### III. 7 Conclusion

Dans ce chapitre, le banc de filtre et son fonctionnement étaient expliqués, la modulation FBMC (CBMC, SBMC, EBMC) et après un exemple d'un chaîne de modulation FBMC/OQAM, nous allons simuler dans le chapitre suivant les deux techniques de la partie théorique : la modulation FBMC et la modulation OFDM et la comparaison entre eux.



# ***Chapitre 4***

*Les Résultats*



## IV. 1 Introduction

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

Nous nous intéressons à différentes modulations d'entre OFDM pour l'émission, la réception et le BER en fonction du SNR.

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

## IV. 2 Matlab

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

## IV. 3 Simulation de la technique de modulation OFDM et calcul $BER=f(SNR)$

### IV.3. 1 Description détaillé concernant le programme de la modulation OFDM

- **Déclaration des paramètres utilisés**

le type de modulation soit 16QAM, BPSK....., la taille du FFT et l IFFT, la longueur d'extension du préfixe cyclique et le SNR, le nombre dessous porteuse et le type d'estimation du canal.

- Ensuite la modulation d'entrer :

Après le choix du type de notre modulation qui a été déjà déclarée sur la partie des paramètres.

- Déclaration des modulations : la modulation BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM ,64QAM et la modulation 32QAM ; et calcule de la modulation de saisie en appelant notre bloc de modulation.
- Après la partie de modulation d'entrée, on passe à la modulation OFDM qui commence par la IFFT en déplaçant le signal du domaine numérique au domaine fréquentiel, on ajoute le préfixe cyclique et au même temps former d'un parallèle en série.
- Le signal est prêt pour l'émission sur notre canal de transmission et pour réaliser l'effet de ce canal on génère un bruit pour l'ajouter au signal afin de mesurer le SNR par leur équation. pour terminer la partie canal de transmission il faut ajouter l'effet d'atténuation sur notre signal.
- Après la réception de notre signal par le canal, on réalise l'opération inverse, on va supprimer le préfixe cyclique et former le signal série en parallèle, et basculer du domaine fréquentielle au domaine temporel de notre signal par le FFT ensuite démodulé les symboles par suppression du FFT et par cela la démodulation ofdm est terminée.  
Dans cette partie on fait l'inverse de la démodulation des données d'entrée et récupérer les données par la démodulation ofdm et on récupère l'image du début par la reformulation de nos données ensuite on fait la conversion binaire au décimal.
- La dernière partie est pour générer la figure afin afficher la modulation d'entrée et sortie, et aussi l'image avant et après le passage par le canal de transmission

### IV.3. 2 Etude des cas différent pour la modulation OFDM

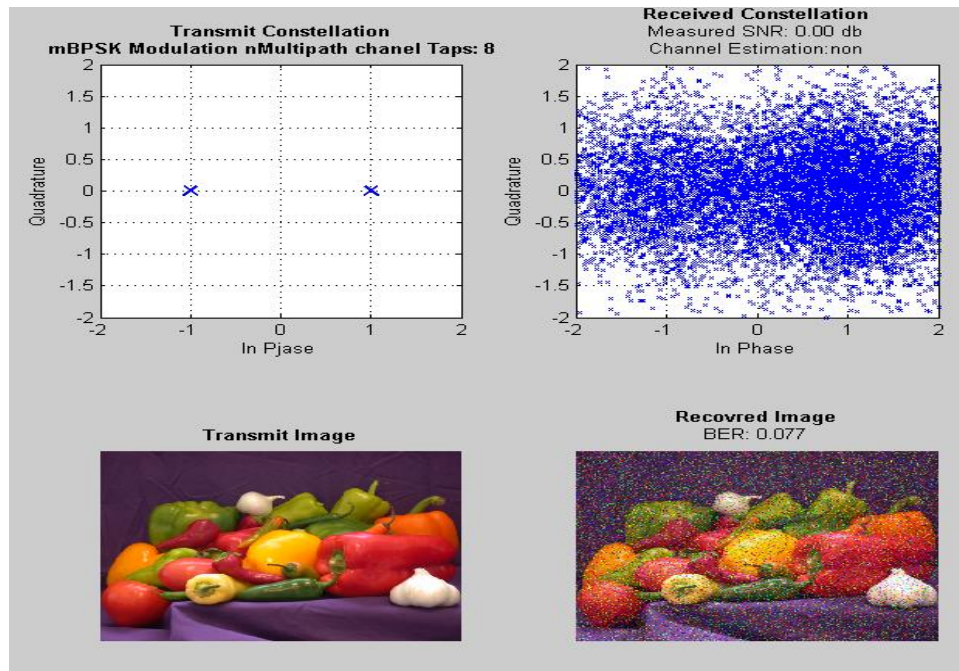
Etude d'un ensemble de cas par changement des paramètres du SNR au BER Pour les cas des modulations BPSK,QPSK, 16QAM ; par les paramètres suivant :

- Taille de FFT et IFFT =64
- longueur d'extension de préfixe cyclique :16
- 8 trajets

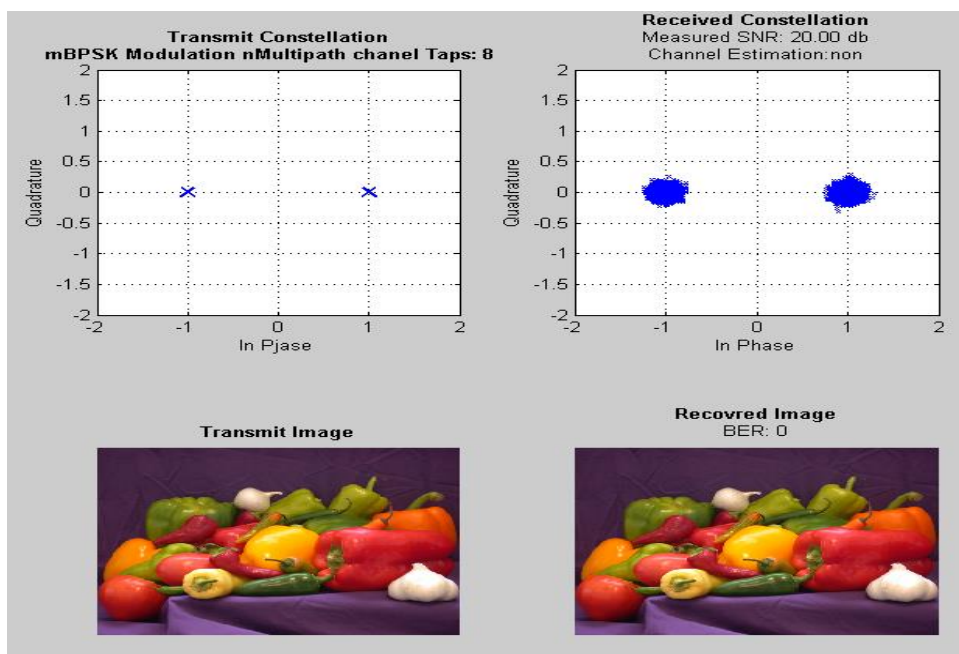
Dans deux cas :

IV.3.2.1 Le cas sans l'évanouissement et l'estimation de canal

BPSK



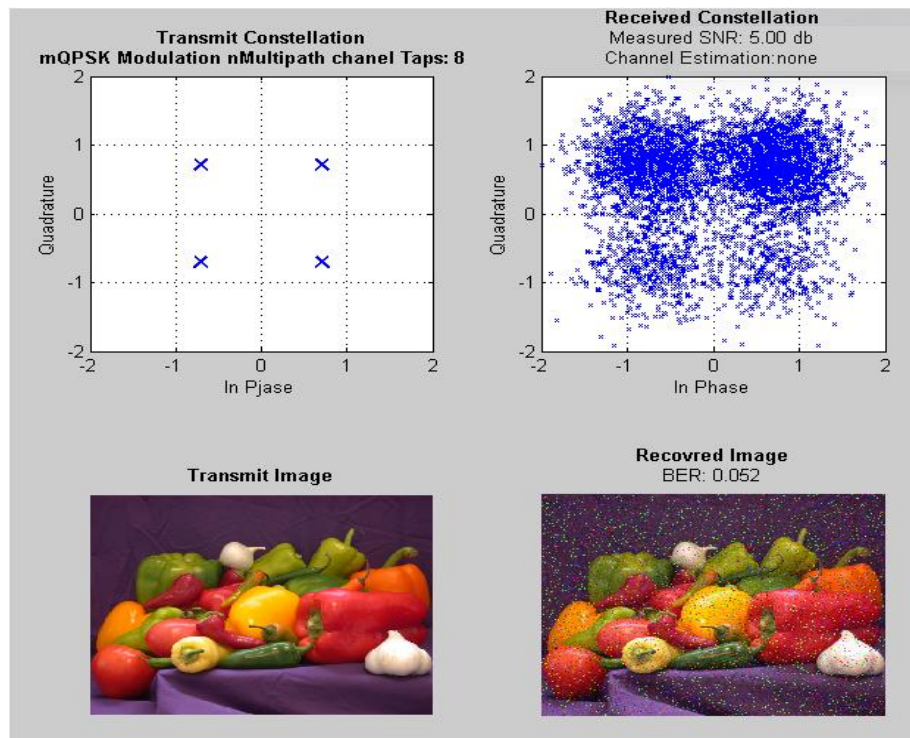
(a) : Résultat de la simulation de modulation BPSK avec un SNR=0 dB



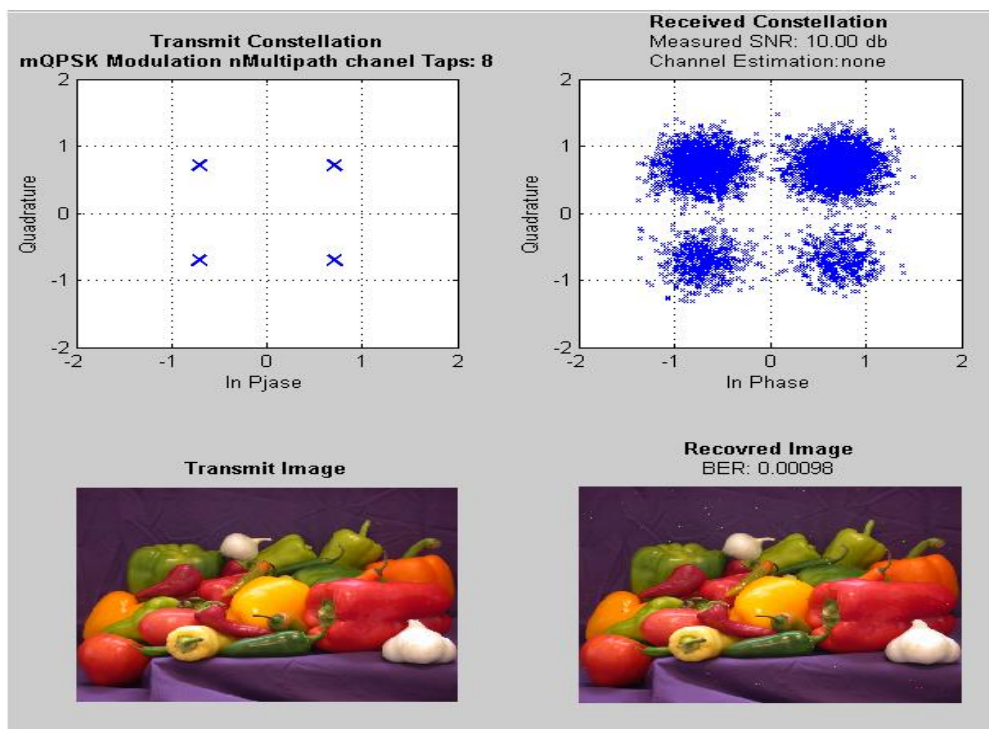
(b) : Résultat de la simulation de modulation BPSK avec un SNR=20 dB.

Figure IV. 1: La resultat de la modulation BPSK

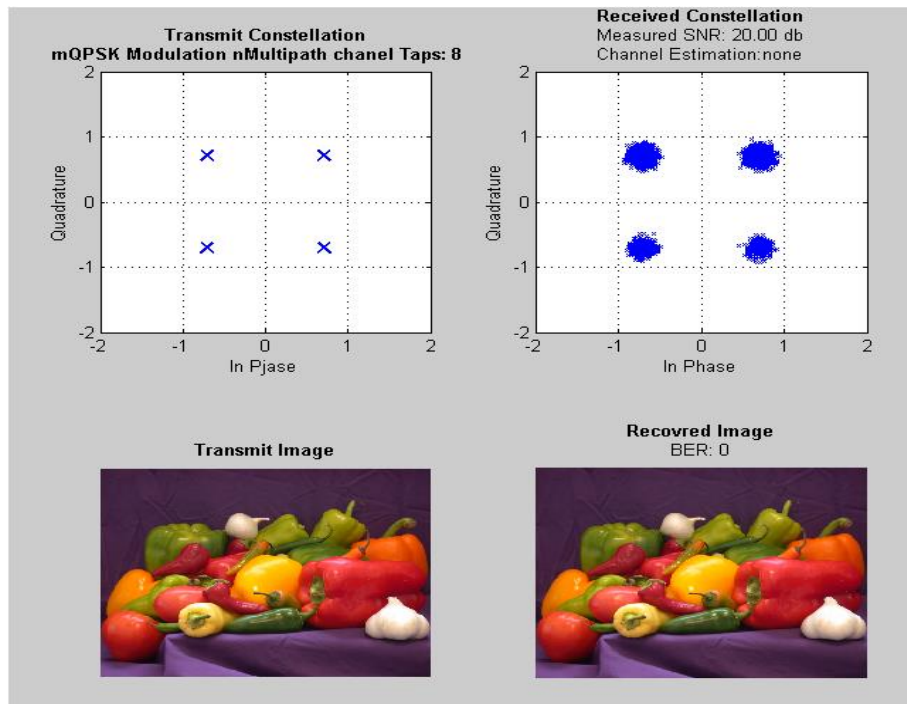
## QPSK



(a) : Résultat de la simulation de modulation QPSK avec un SNR=5 dB.



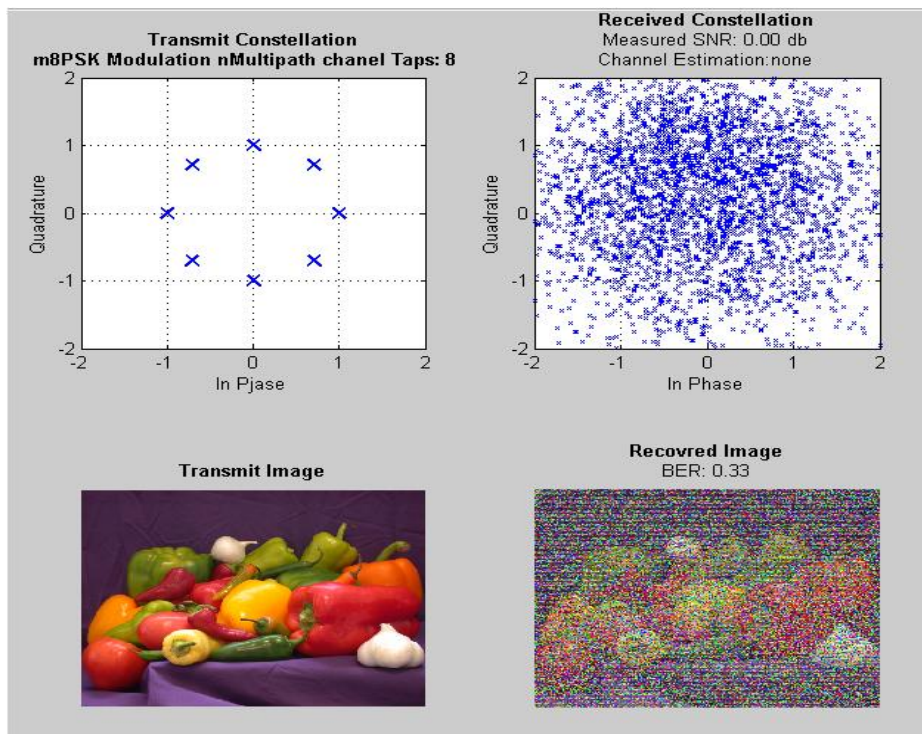
(b) : Résultat de la simulation de modulation QPSK avec un SNR=10 dB.



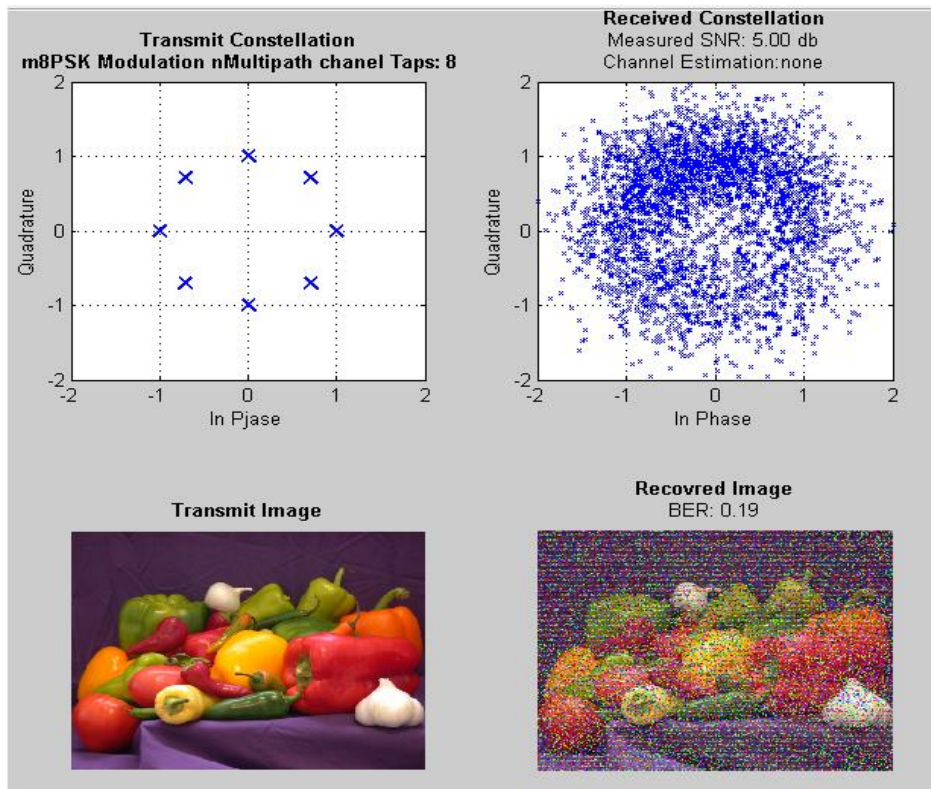
(c) : Résultat de la simulation de modulation QPSK avec un SNR=20 dB.

Figure IV. 2: La resultat de la modulation QPSK

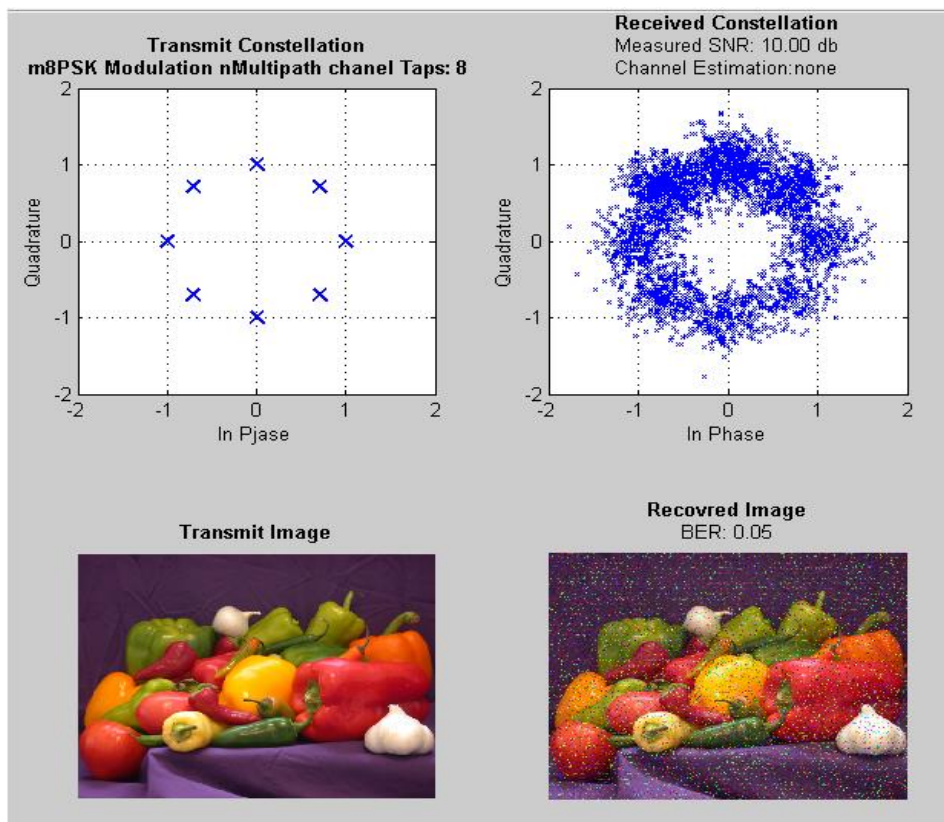
### 8PSK



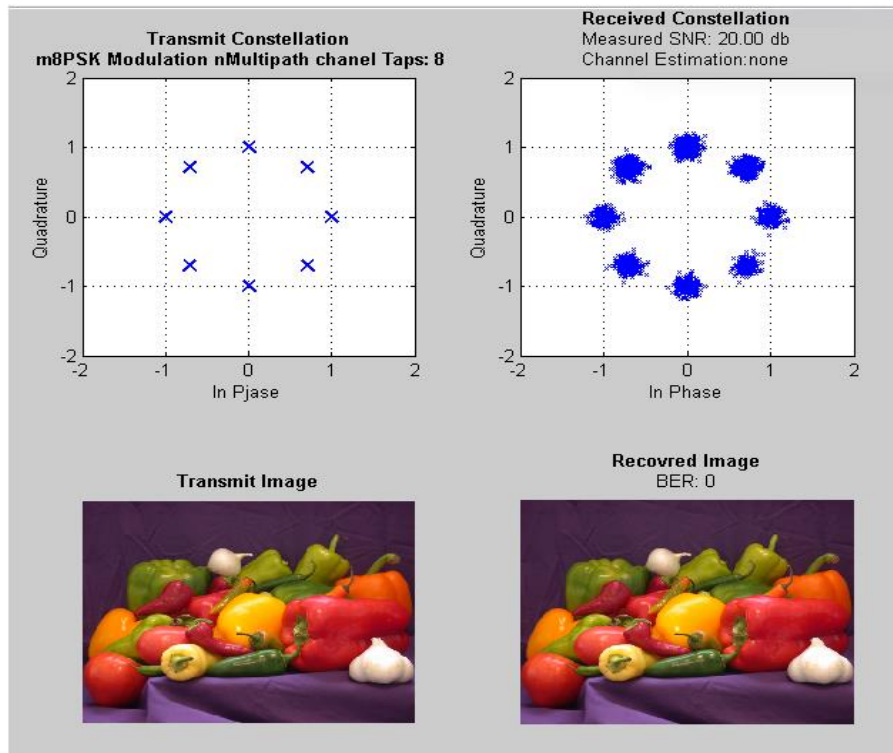
(a) : Résultat de la simulation de modulation 8PSK avec un SNR=0 dB.



(b) : Résultat de la simulation de modulation 8PSK avec un SNR=5 dB.



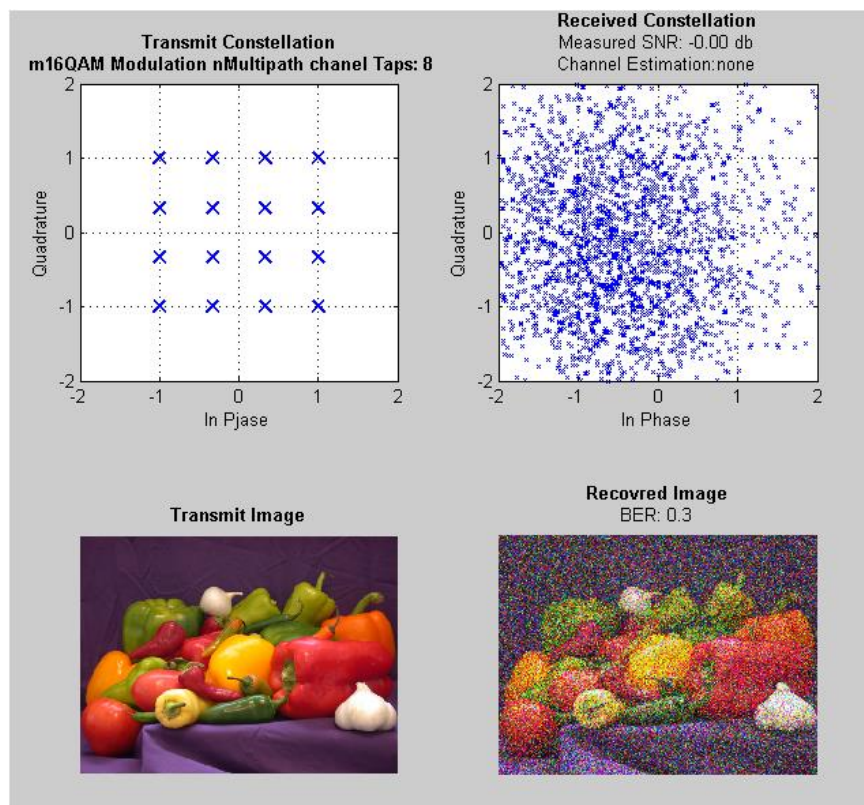
(c) : Résultat de la simulation de modulation 8PSK avec un SNR=10 dB.



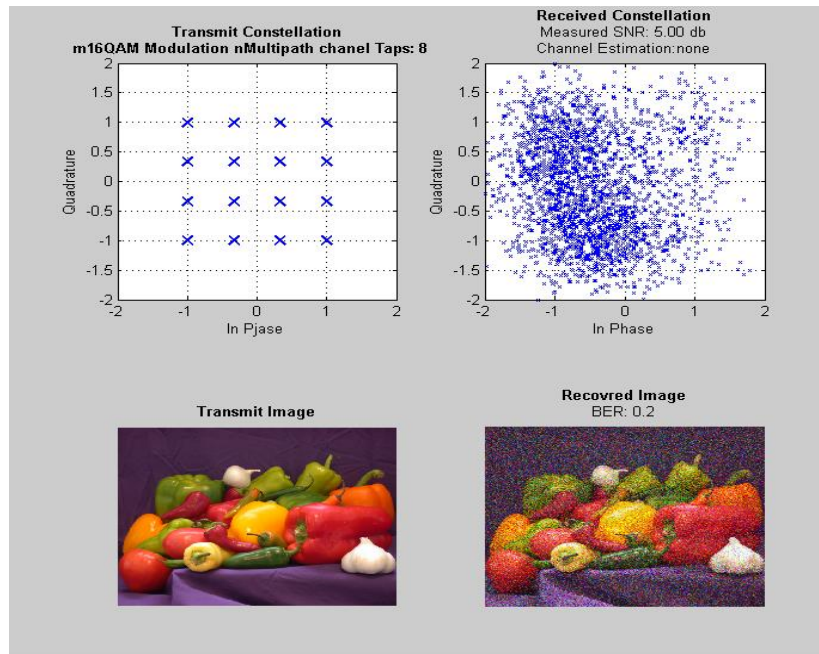
(d) : Résultat de la simulation de modulation 8PSK avec un SNR=20 dB.

Figure IV. 3: La resultat de la modulation 8PSK

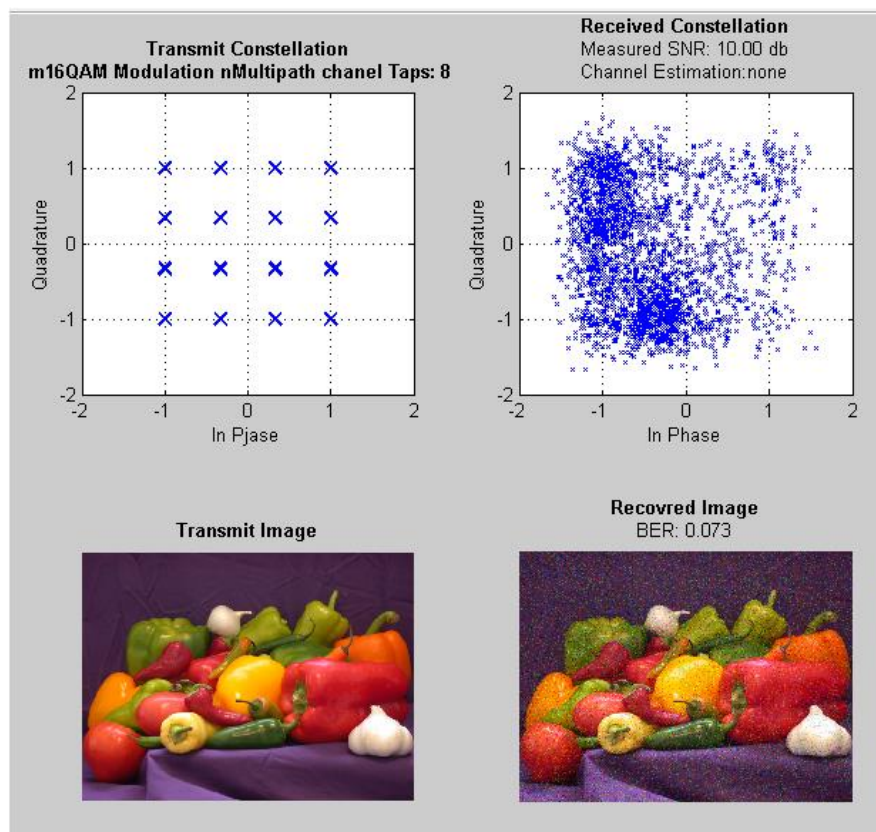
## 16QAM



(a) : Résultat de la simulation de modulation 16QAM avec un SNR=0 dB.

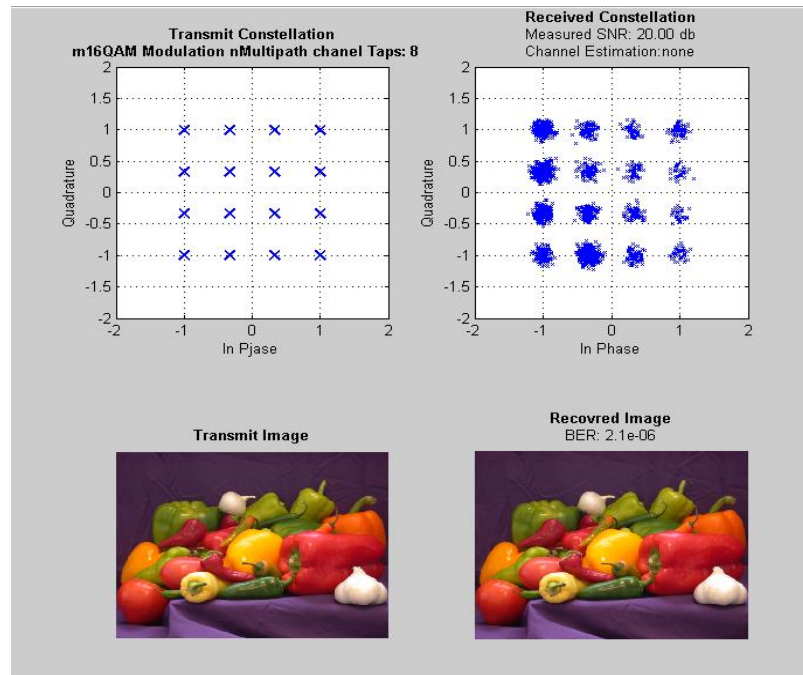


(b) : Résultat de la simulation de modulation 16QAM avec un SNR=5 dB.



(c) : Résultat de la simulation de modulation 16QAM avec un SNR=10 dB.





(d) : Résultat de la simulation de modulation 16QAM avec un SNR=20 dB.

**Figure IV. 4:** La resultat de la modulation 16QAM

Les figures (VI-1, VI-2, VI-3, VI-4) représentent une constellation pour des modulations BPSK, QPSK ,16QAM en émission et réception en présence d'un canal multi-trajet et un bruit AWGN. Puisque le bruit généré agit sur le signal, il a un effet direct sur la constellation comme nous le montre les figures. On remarque que les point dans la constellation ne sont plus fixe dans des coordonnés spécifique mais dans un intervalle. Cela arrive car le bruit ajouté déforme le signal.

Nous remarquons également un effet direct sur l'image sous formes des taches et partir des variations des valeurs du SNR en peu remarquer le changement de notre image.

La figure (VI.5) Montre le BER pour différente Modulation et pour une valeur SNR de 15 suit les paramètres des figures si dessus. On constate que pour chaque modulation et chaque fois que les valeurs du SNR croient le BER décroît, la croissance d'ordre de modulation provoque la croissance de BER.

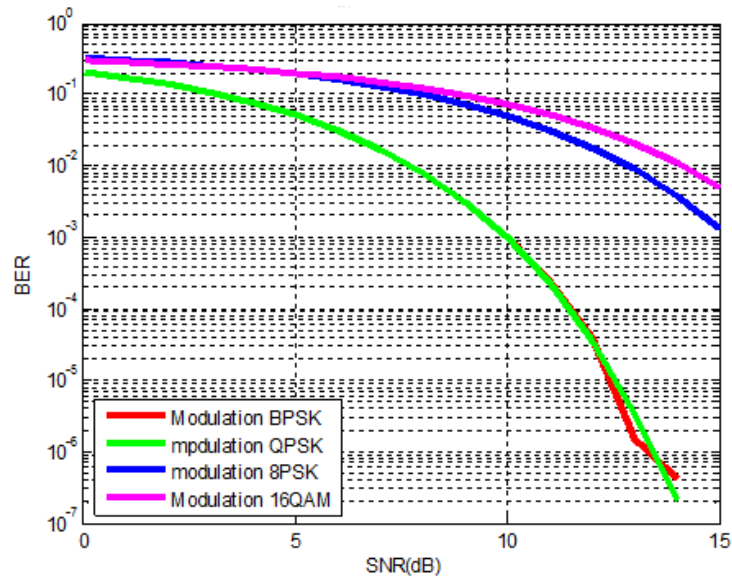
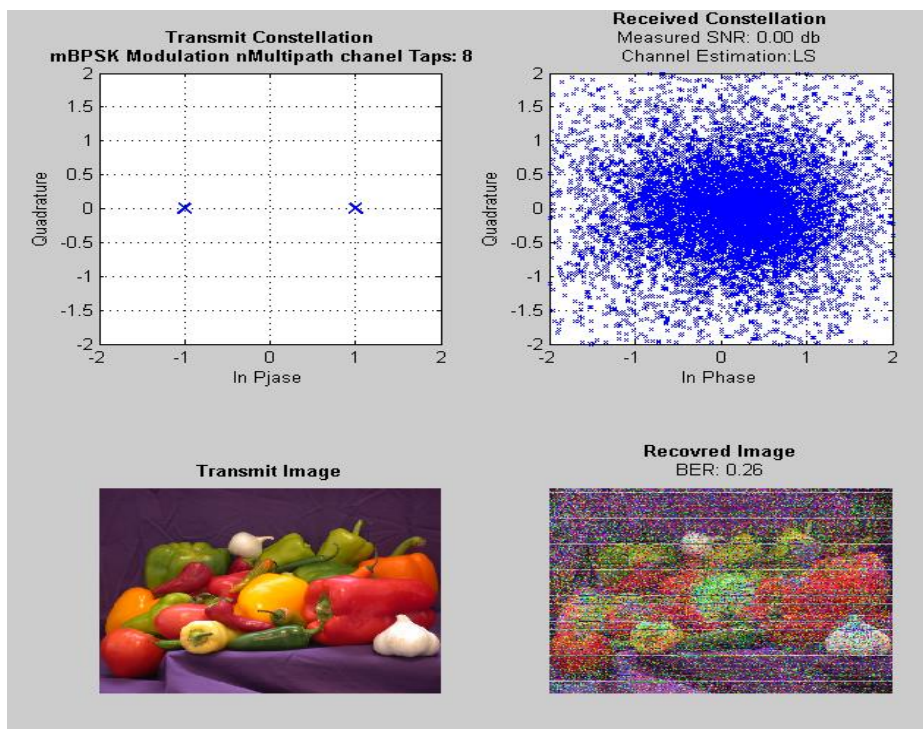


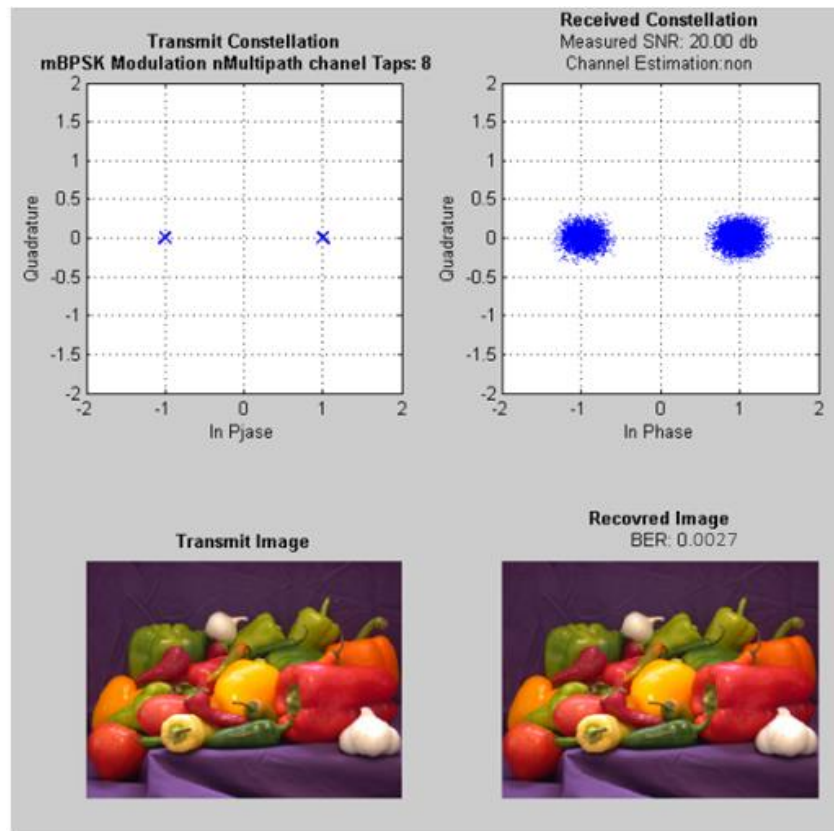
Figure IV. 5: Les resultat de BER pour système OFDM de 64 porteuses avec CP sur canal sans l'évanouissement

### IV.3.2. 1 Le cas avec l'évanouissement et L'estimation de canal

#### BPSK



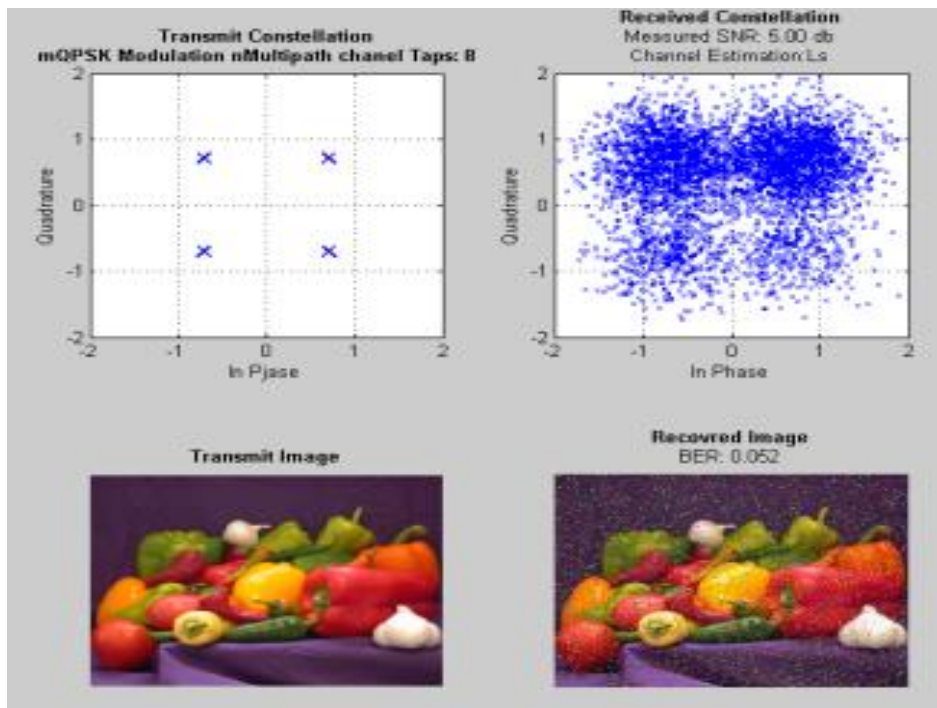
(a) : Résultat de la simulation de modulation BPSK avec un SNR=0 dB



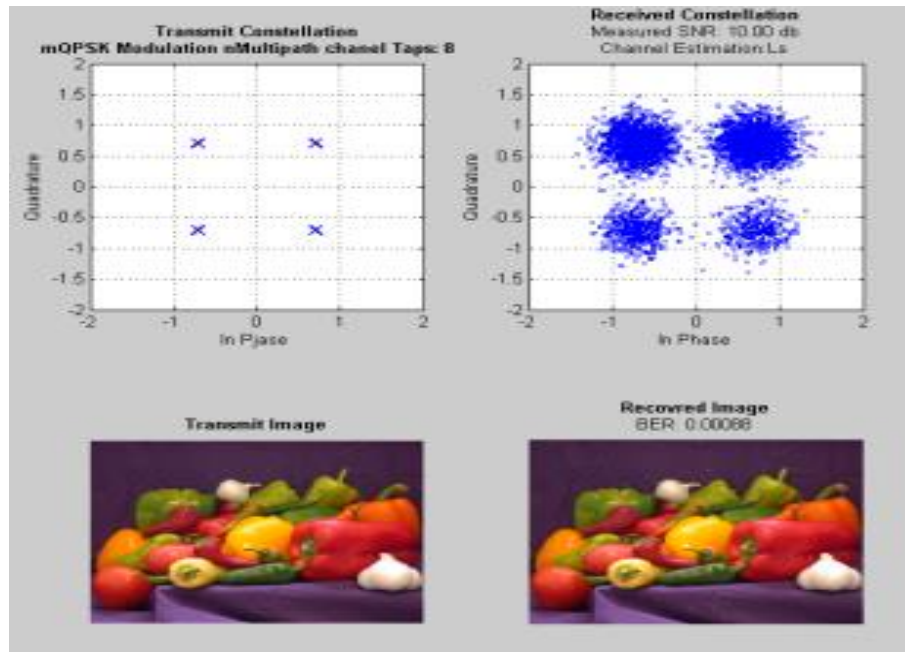
(b) :Résultat de la simulation de modulation BPSK avec un SNR=20 dB.

**Figure IV. 6:** La resultat de la modulation BPSK

### QPSK



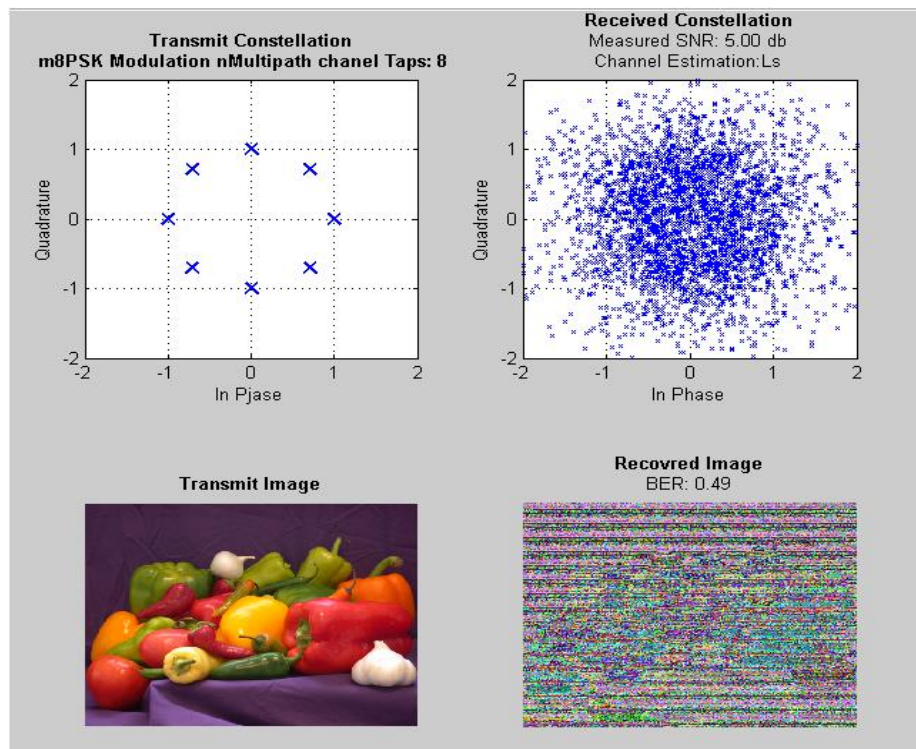
(a) :Résultat de la simulation de modulation QPSK avec un SNR=5 dB.



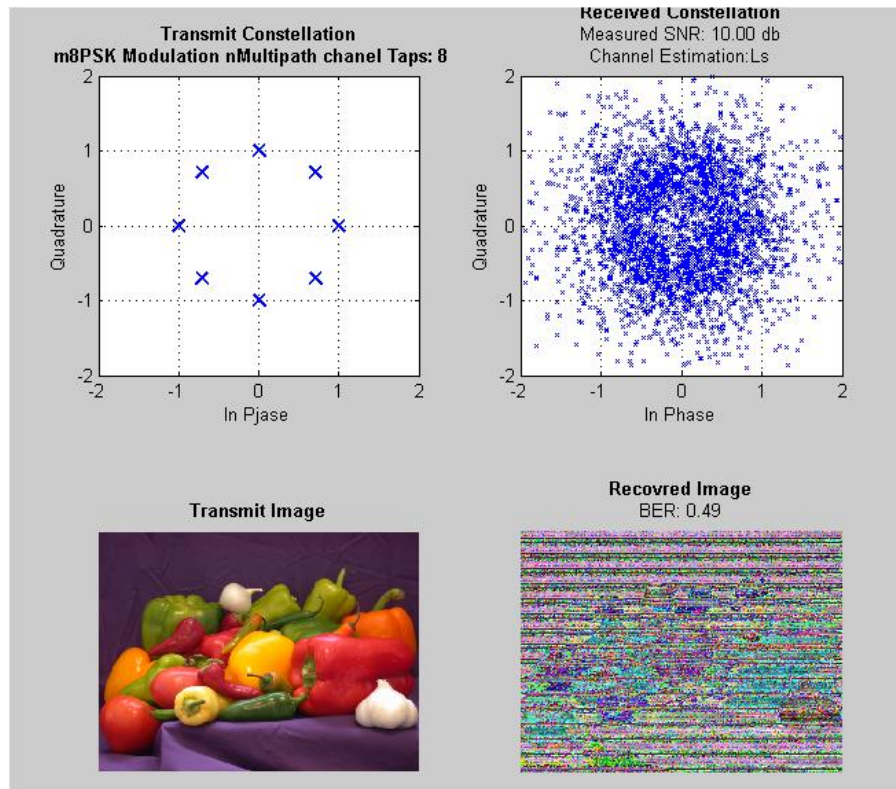
(b) : Résultat de la simulation de modulation QPSK avec un SNR=10 dB.

**Figure IV. 7:** La resultat de la modulation QPSK

## 8PSK



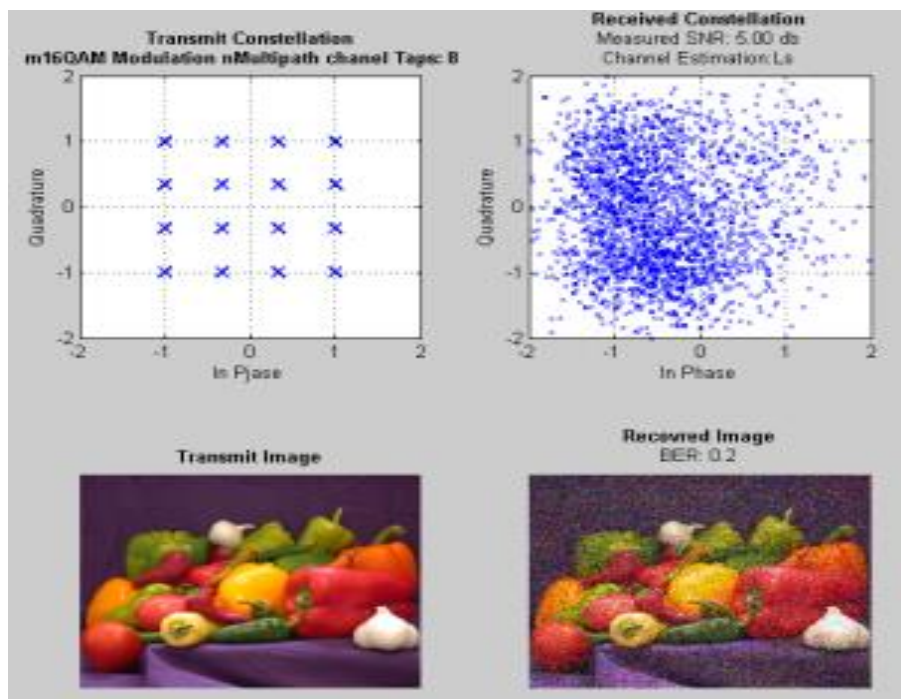
(a): Résultat de la simulation de modulation 8PSK avec un SNR=5 dB



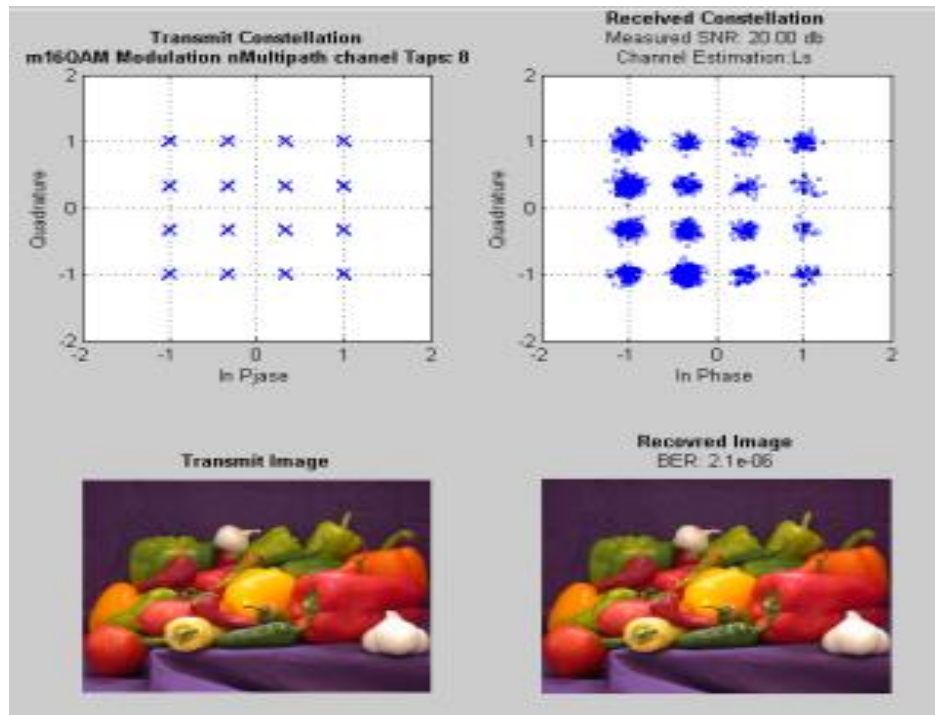
(b): Résultat de la simulation de modulation 8PSK avec un SNR=10 dB

**Figure IV. 8:** La resultat de la modulation 8PSK

## 16QAM



(a) : Résultat de la simulation de modulation 16QAM avec un SNR=5 dB



(b) :Résultat de la simulation de modulation 16QAM avec un SNR=20 dB.

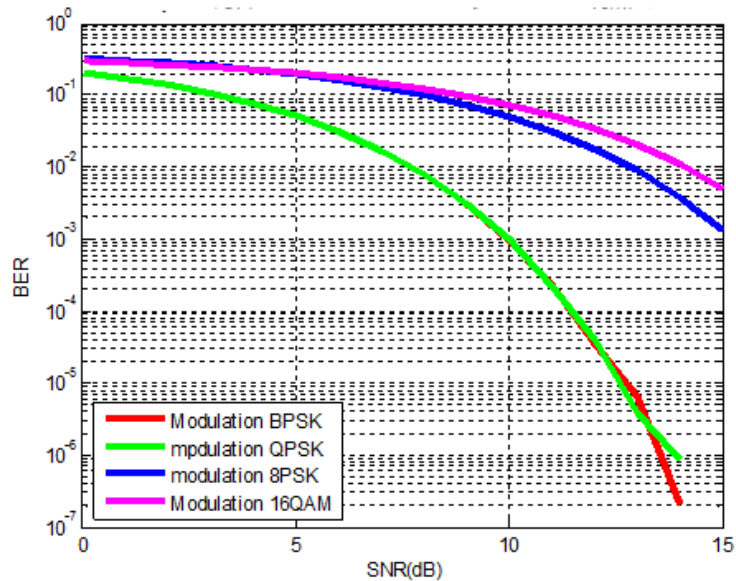
**Figure IV. 9** : La resultat de la modulation 16QAM

La figure (VI-6, VI-7, VI-8) représentent une constellation pour des modulations BPSK, QPSK ,8PSK ,16QAM avec 2 valeurs SNR en émission et réception en présence d'un canal multi-trajet et un bruit AWGN avec L'estimation de canal. Puisque le bruit généré agit sur le signal, il a un effet direct sur la constellation comme nous le montre la figure. On remarque que les points dans la constellation ne sont plus fixe dans une coordonnées spécifique mais dans un intervalle.

Nous remarquons également un effet direct sur l'image sous formes de taches (pas clair) à partir de la variation des valeurs du SNR pour chaque modulation 2 valeurs du SNR.

Finalement, la vision de constellation des 4 modulations pour un SNR=20 sur les figures précédemment présenter nous offre la possibiliste de comparer entre elle. En conclus alors que la modulation BPSK est plus efficace que les trois autres.

Résultat de la simulation des modulations BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM avec BER en fonction du SNR=20dB pour le cas d'un canal avec Ls et évanouissement de canal.



**Figure IV. 10:** Les résultats de BER pour système OFDM de 64 porteuses avec CP sur canal sans l'évanouissement

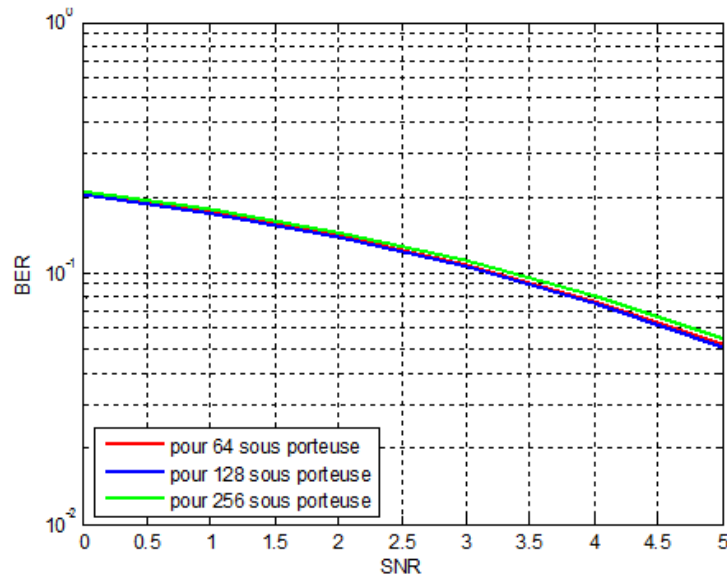
La figure (VI-10) Montre le BER pour des Modulations différentes et avec une seule valeur du SNR suivent les paramètres de la figure si dessus en remarquant que pour chaque modulation et à chaque fois que les valeurs du SNR augmentent le BER diminue et la croissance d'ordre de modulation provoque la croissance de BER.

### IV.3.2. 2 Comparaison de BER pour trois choix du nombre de porteuses N

Pour notre simulation, nous envisageons les trois architectures suivantes avec la modulation QPSK :

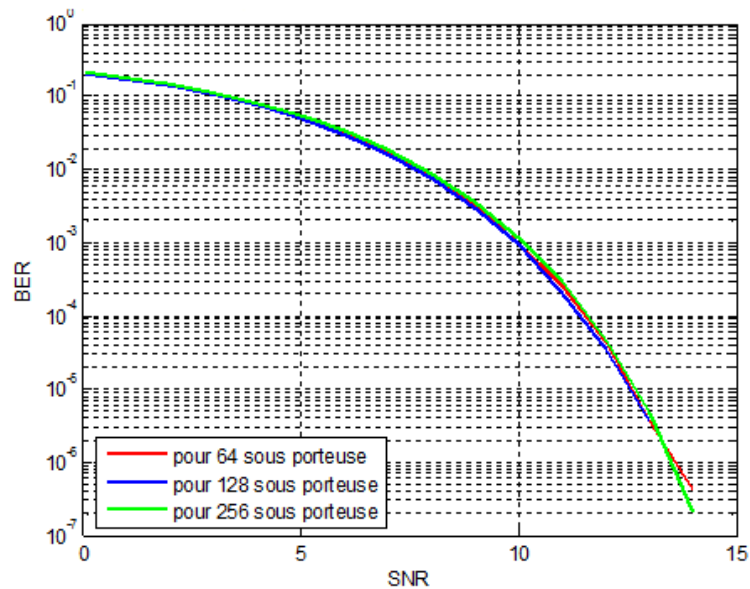
- OFDM avec 64 porteuses ;
- OFDM avec 128 porteuses ;
- OFDM avec 256 porteuses.

Dans le cas sans l'évanouissement de canal et l'estimation de canal



**Figure IV. 11 :** Influence du nombre de porteuses sur le BER sur un canal avec l'évanouissement

Dans le cas avec l'évanouissement de canal et l'estimation de canal



**Figure IV. 12 :** Influence du nombre de porteuses sur le BER sur un canal sans l'évanouissement

La figure VI- 12, représente le résultat de simulation avec trois nombres de porteuses différents  $N=64,128$  et  $256$ , nous observons qu'il n'y a pas une grande différence entre le BER de  $N=64,128$  et  $256$ . A partir de ces résultats nous pouvons dire que le nombre de porteuse n'a pas un influence sur le BER.

Les résultats précédent avec l'évanouissement de canal et l'estimation a moins rendement par rapport à les autres résultats soit au niveau de constellation ou bien au niveau de BER.



## IV. 4 Simulation de la technique de modulation FBMC dans un canal gaussien

Dans cette partie, nous allons étudier une architecture de la modulation multi-porteuse FBMC basé sur le type de banc Trans multiplexeur , réaliser par un chaine de transmission baser sur le banc de filtre synthétise (SFB) à l'émission et banc de filtre analyses (AFB) à la réception.

### IV.4. 1 Description détaillé sur le programme de la modulation FBMC

- **La partie d'émission**

Initialisation : déclaration des paramètres d'initialisation. Le nombre d'échantillonnage par symbole et le nombre des sous-canaux, facteur de chevauchement, et la longueur du prototype,.....

- Conception du filtre prototype : ce block déclare le filtre du prototype passe bas de type FIR (Filter Impulse Response) avec un facteur de chevauchement égale  $k=4$ .
- Data d'entrer d'une image qui se convertira du décimal au binaire et ses bit considéré comme les donnée d'entrer de notre chaine de transmission.
- La modulation d'entré OQAM de notre donnée va commencer par la modulation QAM après un décalage au niveau de la partie imaginaire par rapport à la partie real

#### **Du Transfer de block**

- Transformer de fourrier rapide inverse: en appliquent la transformer de fourrier rapide sur le signal pour se déplacer du domaine fréquentiel au domaine temporele par la command ifft.
- Les filtres polyphasés synthétisent SFB est représenter par la partie du banc du filtre identique avec la partie théorique par les étapes du sur-échantillonnage et le filtre reforme les données du serial au parallèle S/P

#### **Effet de canal**

- Cette partie généré le bruit et l'additionne avec notre signal qui identifie le bruit blanc gaussien (AWGN) additif.

#### **La partie réception**

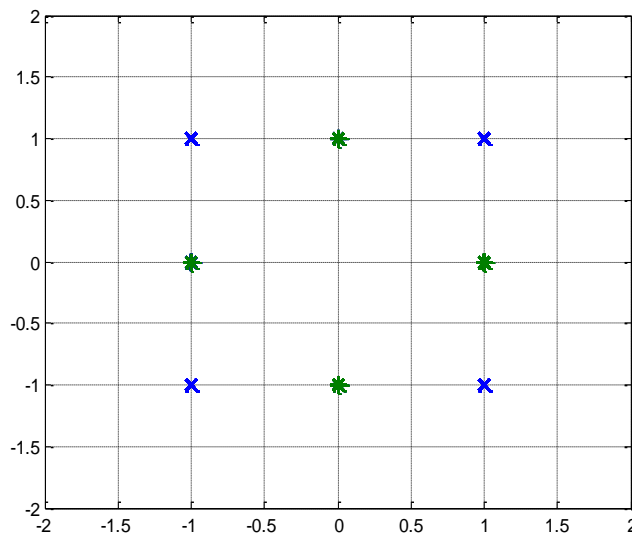
- Les filtres polyphasés de la partie AFB est représenté par la partie du banc du filtre identique avec la partie théorique par les étapes du sur-échantillonnage et le filtre après la reformation des données parallèle au serial P/S.
- Transformer de fourrier rapide pour se déplacer du domaine temporel au domaine fréquentiel.

## Block de transformer

- La démodulation au niveau de la réception de la modulation OQAM et caractériser par la réception de l'image après reformation des bits set décoder au décimale et extraction de notre image, ensuite calcule du BER de notre chaine de transmission.
- **La partie d'affichage**

### IV.4. 2 les résultats d'exécution de programme FBMC

L'Etude d'un ensemble des cas par changement des paramètres du SNR à BER avec la modulation OQAM ; la différence entre les constellations OQAM et QAM est sur la figure IV-12 , Les constellations QAM est bleu et pour la modulation OQAM est verte.



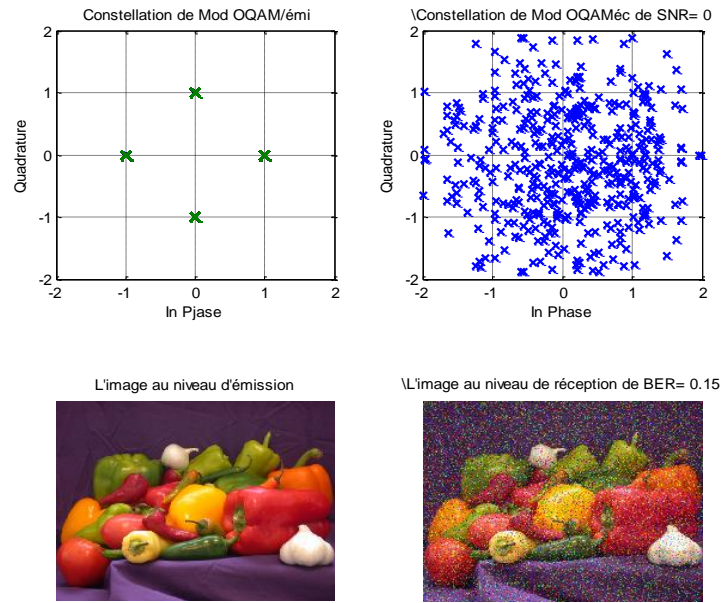
**Figure IV. 13 :** La différence entre la modulation OQAM et QAM

Pour les paramètres suivant :

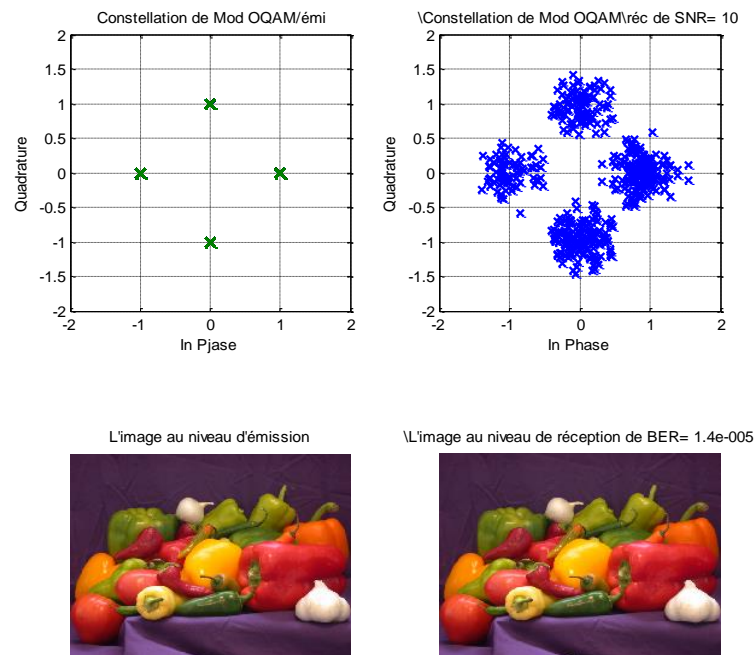
- Taille de FFT et IFFT  $M=512$
- Facteur de chevauchement  $k=4$
- Longueur de filtre prototype  $lp=kM$
- 8 trajets

Dans deux cas :

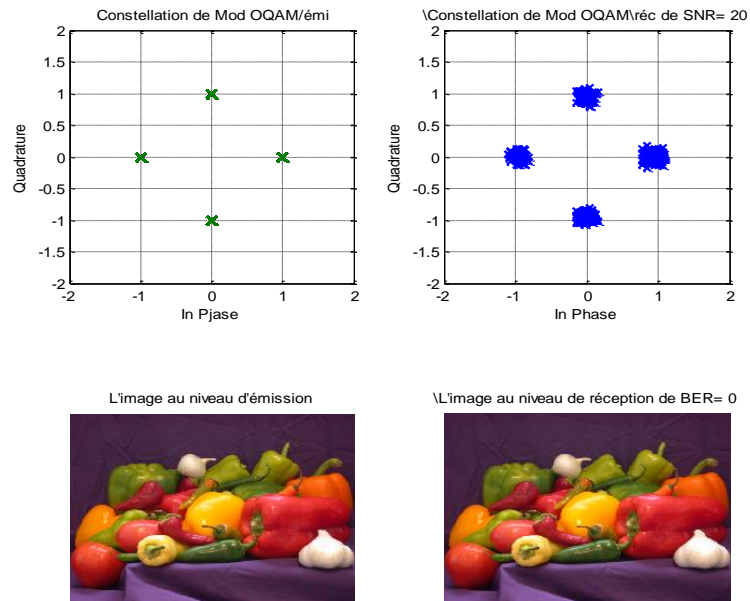
## IV.4.2.1 Le cas sans l'évanouissement et l'estimation de canal



(a) :Résultat de la simulation de modulation QAM avec un SNR=0 dB



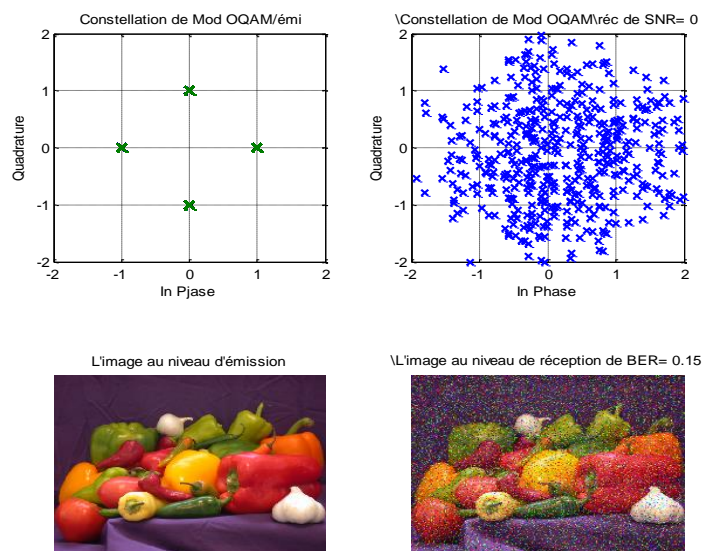
(b) :Résultat de la simulation de modulation QAM avec un SNR=10 dB



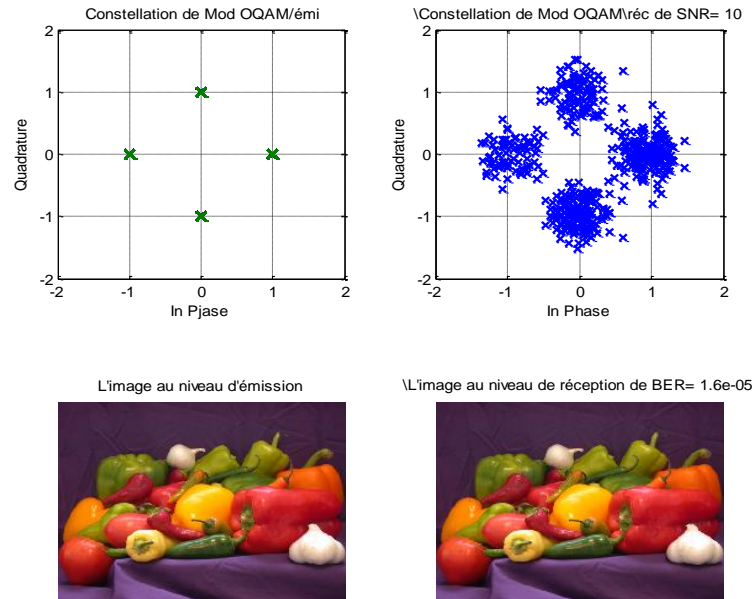
(c) :Résultat de la simulation de modulation QAM avec un SNR=20 dB

**Figure IV. 14:** La resultat de la modulation QAM

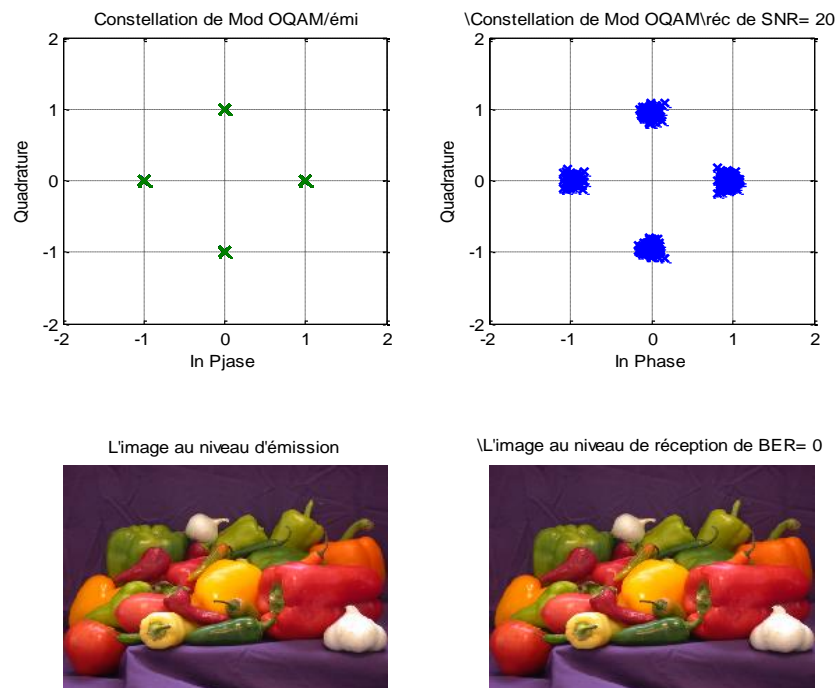
## IV.4.2.2 Le cas avec l'évanouissement et l'estimation de canal



(a) :Résultat de la simulation de modulation QAM avec un SNR=0 dB



(b) :Résultat de la simulation de modulation OQAM avec un SNR=10 dB



(c) :Résultat de la simulation de modulation OQAM avec un SNR=20 dB

**Figure IV. 15 :** La resultat de la modulation OQAM

Les figures (VI-14, VI-15) représentent les constellations pour la modulation OQAM en émission et en réception en présence d'un canal multi-trajet et un bruit AWGN. Puisque le bruit généré agit sur le signal, il a un effet direct sur la constellation comme nous le montre les

figures. On remarque que les point dans la constellation ne sont plus fixe dans une coordonnées spécifique mais dans un intervalle. Cela arrive car le bruit ajouté déforme le signal.

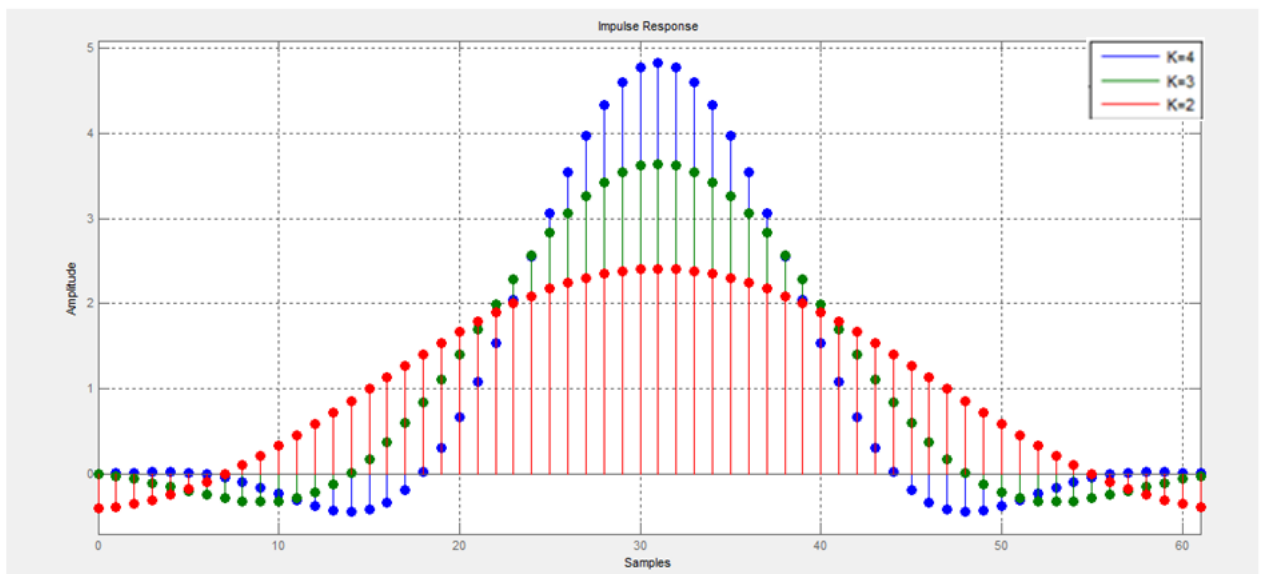
Nous remarquons également un effet direct sur l'image sous formes de taches (pas clair) à partir de la variation des valeurs du SNR pour chaque modulation 2 valeurs du SNR.

### IV.4. 3 Comparaison entre les filtres utilisés

L'échantillonnage des réponses impulsionnelle qui représente les fenêtres du prototype du filtre au domaine temporelle avec des facteurs de chevauchement  $k=4$  et  $k=3$ ,  $k=2$  de et  $M=16$  sous-bandes est représenté sur la figure IV.15 avec les valeurs des coefficients  $C_0$  et  $C_1$ ,  $C_2$  correspondent à différent prototype illustré dans le tableau suivante :

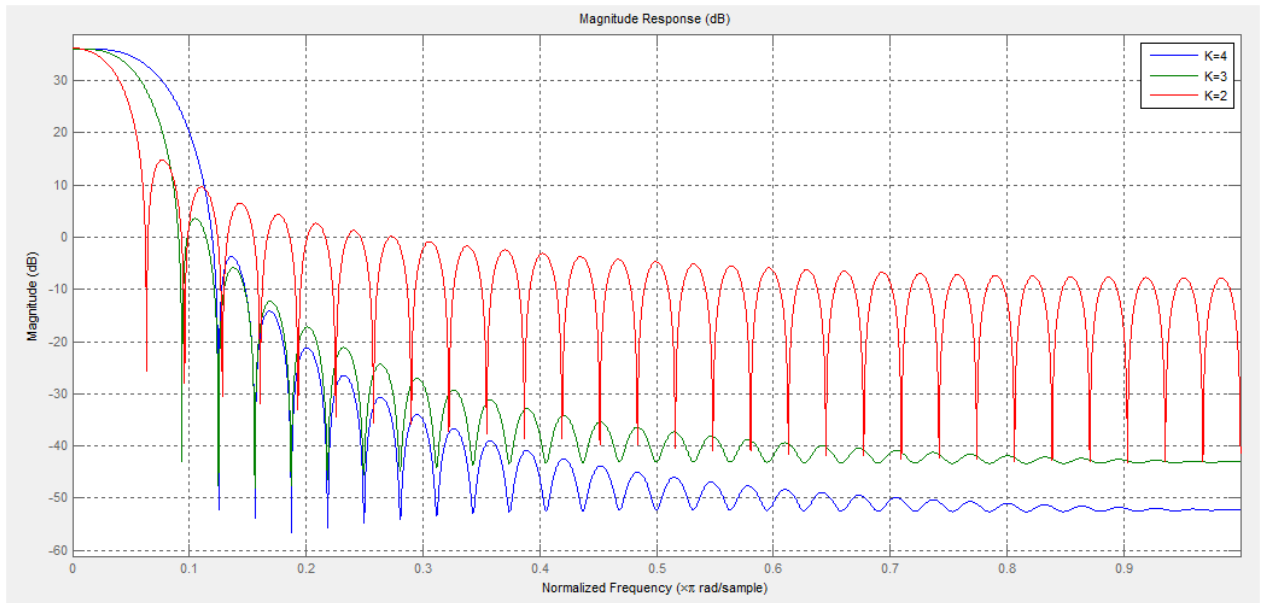
<b>K=2</b>	<b>K=3</b>	<b>K=4</b>
<b>0.707</b>	0.411	0.235

Des coefficients pour des facteurs de chevauchement  $k=4,3,2$



**Figure IV. 16:** L'échantillonnage des réponses impulsionnelles pour différents facteurs de chevauchement  $K$  dans le domaine temporel.

La réponse impulsionnelle de chaque fenêtre est représentée sur la figure IV-17 pour les mêmes paramètres avec le filtre en rouge représente le filtre prototype de facteur de chevauchement  $k=2$ , le filtre en vert représente le filtre prototype de facteur de chevauchement  $k=3$  et le filtre en bleu représente le filtre prototype de facteur de chevauchement  $k=4$ .



**Figure IV. 17:** Réponses Magnitude de filtre prototype de la FBMC pour  $k=2$ ,  $k=3$ ,  $k=4$  dans le domaine fréquentiel.

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

#### IV.4.3. 1 : Comparaison entre la modulation FBMC et l'OFDM

Dans cette partie, nous présentons les résultats numériques illustrant la performance du FBMC / OQAM et systèmes OFDM dans un canal AWGN, en considérant l'FBMC / OQAM et systèmes OFDM avec  $N = 64$  porteuses de transmission M-QAM symboles modulés.

##### ➤ Comparaison entre le BER de FBMC et OFDM

Nous avons comparés les résultats obtenus du BER de chaque modulation dans les deux cas avec et sans évanouissement de canal dans le tableau suivant :

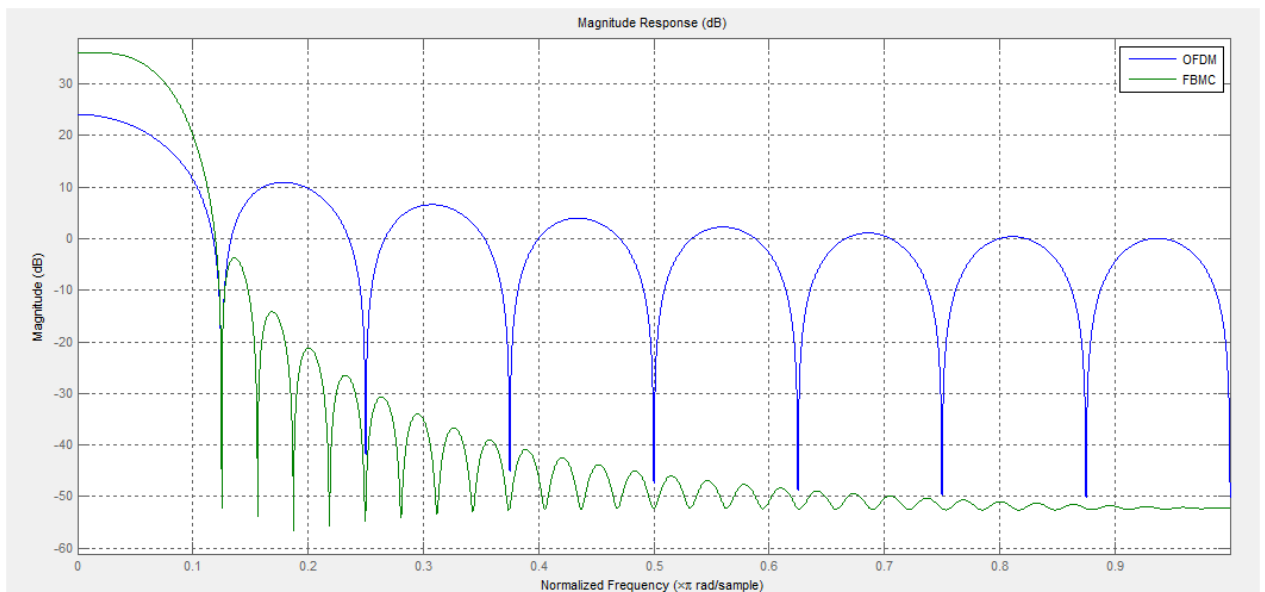
	OFDM				FBMC		
SNR	0	5	10	20	0	10	20
BPSK	0.077	/	/	0	/	/	/
QPSK	/	0.052	0.00098	0	/	/	/
8PSK	0.33	0.19	0.05	0	/	/	/
16QAM	0.3	0.2	0.073	0.00002	/	/	/
OQAM	/	/	/	/	0.15	0.000014	0

A partir de ce tableau nous allons nous baser sur la comparaison entre la technique QAM de la modulation OFDM et la technique OQAM de la modulation FBMC

Nous avons déjà dit que l'augmentation de l'ordre provoque l'augmentation du BER et l'ordre de modulation OQAM et moins de celle de 16QAM mais l'OQAM à un BER remarquable par rapport à la technique 16QAM, enfin on peut conclure que le BER de FBMC est plus grand par rapport au ber de l'OFDM

➤ **Comparaison entre le filtre 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 IV.18 ou l'OFDM représenté par la réponse de filtre en vert et Le FBMC représenté par la réponse de filtre en bleu. Il peut être observé que la modulation OFDM possède des lobes latéraux importants, qui imposent des contraintes d'orthogonalité stricte pour toutes les sous-porteuses. Au contraire, la modulation FBMC a des lobes latéraux négligeables dans le domaine fréquentiel. Avec une fuite spectrale très limitée, une analyse spectrale de haute résolution et de faibles interférences sur les bandes de fréquences adjacentes peuvent être atteinte.



**Figure IV. 18:** Réponses Magnitude de filtre de la FBMC et OFDM

## IV. 5 Conclusion

À partir des résultats de simulation effectuée nous pouvons conclure que la modulation FBMC est plus complexe par rapport à la modulation OFDM parce que nous avons remarqués que le temps d'exclusion du programme de la modulation FBMC est plus long, en plus nous



avons constatés que plus l'ordre de modulation augmente plus le BER augmente, le spectre du FBMC est plus localiser que le spectre du OFDM au domaine fréquentiel et temporel.

A decorative blue floral wreath with intricate scrollwork and floral motifs, framing the text.

***Conclusion  
générale***

# Conclusion générale

---

La demande des nouveaux services et applications sans fil ainsi que le nombre d'utilisateurs augmentent rapidement, ce qui impose des contraintes de débit. Parmi les solutions étudiées pour répondre à ces contraintes de débit, on trouve les modulations multi porteuses: la modulation OFDM et FBMC.

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

La simulation de programme Matlab que j'ai réalisée a permis de mettre en relief les intérêts d'une modulation OFDM d'un point de vue des paramètres de la chaîne de transmission primordiaux (nombre de porteuses, choix de la constellation, et des type différent de modulation) à ajuster en fonction du canal et des données à transmettre.

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

Les résultats de simulation montrent que FBMC donne une amélioration globale de la performance par rapport à OFDM classique pour tous les paramètres considérés, prouvant FBMC comme un candidat idéal pour le développement futur des communications sans fil

nous souhaiterons dans des travaux futures élargir notre étude sur la technique FBMC pour mettre en valeur d'autre facteur important en terme de l'étude du gabarit spectral et non pris en considération ici dans le but de réaliser une étude fondée sur cette nouvelle technique.

D'autres technologies sont également à l'étude comme Frequency Division Multiplexing Généralisée (GFDM) comme candidat potentiel pour 5G.

Cette technique crée une nouvelle fenêtre sur le développement dans le domaine du communication sans fil.

# Bibliographie

---

- [1] J-C ROLIN G Eiffel Dijon, 02/2008
- [2] Assia .Lila. "Etude et simulation de system Mimo a multiplexage spatial associe a la technique MC-CDMA ", Laboratoire de Télécommunications ,Université Abou bekrBelkaid, Tlemcen, 13 février 2014
- [3] Benyarou. Mourad. " Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA», Université Abou BekrBelkaid, Thèse de Doctorat En Sciences, Laboratoire de Télécommunications-Tlemcen, Année2012- 2013.
- [4] Roger Dib "Conception et Validation d'un simulateur de system OFDM pour les réseaux intérieurs sans fil ", École De Technologie Supérieure Université de Québec , 28 Avril 2003.
- [5] Benhammou. Fatiha, Benchikh.Dalal,"Etude d'une Chaîne de Transmission Numérique En Bande Base", Université de Tlemcen, Laboratoire de Télécommunications, Année 2010-2011.
- [6] Ph. MARY, « Etude analytique des performances des systèmes radio-mobiles en présence d'évanouissements et d'effet de masque ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, février 2008.
- [7] PhilippeGerard, " Qu'est-ce que la communication digitale ? ", 3 février 2014 (consulté le5 octobre 2014).
- [8] Elhadji Mansour Fall"Conception D'un amplificateur RF Agile En CMOS Pour Les Futures Générations De La Téléphonie Mobile ", Université Québec, Mars 2012.
- [9] "La propagation des ondes radioélectriques à l'intérieur et à l'extérieur des bâtiments" , adresse site web :  
<http://famille.menot.free.fr/boulot/gsm/propa%20indoor/propa%20indoor.htm>
- [10] FEROUANIS "Traitement d'Antennes Adaptatives pour l'Optimisation des Performances des Systèmes MIMO-OFDM dans les Réseaux de Télécommunications Sans Fil",Année 2014
- [11] Ph. MARY, « Etude analytique des performances des systèmes radio-mobiles en présence d'évanouissements et d'effet de masque ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, février 2008.
- [12]P.GRUYER\_S.PAILLARD, "Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM",Anné 12 décembre 2005
- [13] G.A. Franco and G. Lachs, « An orthogonal coding technique for Communications», IRE Intern. Conv. Rec., Vol. 9, pp. 126-133, 1961.

# Bibliographie

---

- [14] Toon van Waterschoot, Vincent Le Nir, Jonathan Duplcy “Analytical Expressions for the Power Spectral Density of CP-OFDM and ZP-OFDM Signals”, Member, IEEE, and Marc Moonen, Fellow, IEEE
- [15] Dieter Van Welden and Heidi Steendam DIGCOM research group “Iterative EM Based Channel Estimation for KSP-OFDM”, TELIN Dept., Ghent University Sint Pietersnieuwstraat 41, 9000 Gent, Belgium
- [16] Pierre GRUYER, Simon PAILLARD, “Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM “,12 décembre 2005
- [17] 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
- [18] J.A.C. Bingham, « Multicarrier modulation for data transmission : an idea whose time has come», IEEE Communications Magazine, Vol. 29, n. 5, pp. 5-14, May 1990.
- [19] T. Karp and N. J. Fliege, “Modified DFT filter banks with perfect reconstruction,” IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 46, pp. 1404–1414, Nov. 1999.
- [20] HarikaVelamala “Filter Bank Multicarrier Modulation for Spectrally Agile Waveform”