

Remerciements

- ✚ *A la fin de ce cycle de Master qui marque l'aboutissement, je remercie ALLAH le TOUS PUISSANT et le MISERICORDIEUX de m'avoir donné le privilège, la volonté, la patience et le courage pour l'accomplissement de ce modeste travail. Qu'Allah puisse nous assister dans ce sens. Amin !*
- ✚ *En second lieu je tiens à remercier mes encadrateurs Mr F.T.BENDIMERAD : Pr à l'université Abou Bekr Belkaid-TLEMCEM et Mr M.BENYAROU : MCB à l'université de KHEMIS MILIANA je les remercie pour la qualité de leur encadrement exceptionnel, leur patience, leur rigueur et leur disponibilité durant la préparation de ce mémoire.*
- ✚ *Mes vifs remerciements vont également aux membres du jury : le président Mr A.BOUACHA : Mc à l'université Abou Bekr Belkaid-TLEMCEM et l'examinateur Mr S.M.BAHRI : Mc à l'université Abou Bekr Belkaid-TLEMCEM pour l'intérêt qu'ils ont apporté à mon travail.*
- ✚ *Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à tous les Professeurs qui m'ont soutenu dans la poursuite de mes études.*
- ✚ *Un grand merci à mes Parents pour leur contribution leur soutien et leur patience.*
- ✚ *J'exprime ma gratitude :*
 - *A mes chers oncles : El hadj Ndiaye, Omar Ndiaye et Dame Kébé*
 - *A mes tantes : Khady Ndiaye, Sény Séne et Aissatou Diallo.*
 - *A mes beaux frères et mes belles sœurs.*
 - *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, mes aimables promotionnaires Régis et Hugor ainsi que toute la promotion RST 2014/2015.*
 - *A Ahmed Condé et mon neveu Bass Diaw ainsi que toutes les personnes qui m'ont marqué durant mon cursus.*
 - *Mes amis : Abdou Salam Diop, Mathew Juliana et Fatou Diagne.*
 - *A mes proches Adama Dieng, Ndéye Fama, Mayé, Amy Ndiaye, Yandé Diouf, Awa et Ramatoulaye.*
- ✚ *Et en fin je tiens à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail*

ALHAMDULILLAH

DEDICACES

Je dédie ce mémoire à ...

- ✚ *La mémoire de mon cher papa **MAMADOU** et de ma chère maman **Amy NDIAYE** : Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu pour vous. Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien être. Ce travail est le fruit de vos sacrifices que vous avez consentis pour mon éducation et ma formation. Que dieu vous garde dans son vaste paradis, Amin !*
- ✚ *Mes grands frères : **Talla, Moussa, Dot Fall, Ndiogou, Saliou** : vous représentez pour moi le symbole de la bonté par excellence, la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi. Bien sûr à mon **chéri Bass Diouf** que j'ai bien aimé sa présence dans ce jour. Mon grand frère qui est toujours là pour moi malgré la distance tes conseils, tes aides morales et surtout financières, ta prière et ta bénédiction m'ont été d'un grand secours pour mener à bien mes études. Aucune dédicace ne saurait être assez éloquente pour exprimer ce que tu mérites pour tous les sacrifices que tu n'as cessé de me donner depuis toujours.*
- ✚ ***Ndeye Diouf** et **Ndiagna** : Mes adorables grandes sœurs qui me sont sœurs et mère, les mots ne suffisent guère pour exprimer l'attachement, l'amour et l'affection que je porte pour vous. Mes fidèles accompagnantes dans les moments les plus délicats de cette vie mystérieuse. Grace à vous je connais le vrai sens d'avoir des sœurs dans sa noblesse formule. Que le bon Dieu vous garde ainsi que la relation qui nous lie des années et vous accorde santé, longue vie et bonheur.*
- ✚ *Mon cher cousin **Birame Fall** une dédicace particulière et sincère pour tous tes efforts fournis. Je ne peux trouver les mots justes et sincères pour t'exprimer mon affection et mes pensées, tu es pour moi un frère sur qui je peux compter pour toujours.*
- ✚ *La lumière de mes jours, la source de mes efforts, la flamme de mon cœur, ma vie et mon bonheur mon neveu chéri que j'adore beaucoup **Serigne Abiboulaye Diaw**.*
- ✚ *Pour finir je dédie ce mémoire à toute la famille **DIOUF**.*

DIEUREUDIEUF SERIGNE TOUBA MBACKÉ

Liste des abréviations

2G	2ème Génération de téléphone mobile
3G	3ème Génération de téléphone mobile
4G	4ème Génération de téléphone mobile
5G	5ème Génération de téléphone mobile
A	
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AMRT	Accès Multiple à Répartition dans le Temps
AMRC	Accès Multiple à Répartition par les Codes
ASK	Amplitude Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
B	
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BER	Bit Error Rate
BICM	Bit-Interleaved Coded Modulation
BLAST	Bell Labs Advanced Space Time
C	
CDMA	Code Division Multiple Access
D	
DAB	Digital Audio Broadcasting
DVB-T	Digital Video Broadcasting – Terrestrial
E	
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
F	
FDD	Frequency Division Duplex
FDM	Frequency Division Multiplex
FDMA	Frequency division multiple access
FFT	Fast Fourier Transform
FSK	Frequency Shift Keying
I	
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ICI	Inter Carrier Interference

ISI	Inter Symbol Interference LTE
L	
LTE	Long Term Evolution.
M	
MAI	Multiple Access Interference
O	
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
P	
PEB	Probabilité Erreur Binaire
PSK	Phase Shift Keying
R	
RSB	Rapport Signal Bruit
S	
SISO	Single Input Single Output
SDMA	Spatial Division Multiple Access
T	
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time division multiple Access
TEB	Taux Erreur Binaire
W	
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

Table des matières

LISTE DES ABREVIATIONS.....	III
LISTES DE FIGURES	VII
INTRODUCTION GENERALE	1
I. SYSTEMES DE COMMUNICATIONS NUMERIQUES.....	3
I.1 Introduction.....	3
I.2 DESCRIPTION D'UN SYSTEME DE COMMUNICATION NUMERIQUE	4
I.2.1 Chaîne de transmission numérique.....	4
I.2.2 Structure d'une chaîne de transmission	6
I.2.2.1 Mise en forme et codage de source	7
I.2.2.3 La modulation numérique	9
I.2.2.4 La démodulation.....	16
I.2.2.5 L'égalisation.....	17
I.2.2.6 La Synchronisation	17
I.2.2.7 Les autres blocs	18
I.2.2.8 Probabilité d'erreur	18
I.2.3 Caractéristiques du système de communication numérique	18
I.2.4 Les interférences	19
I.2.4.1 Le bruit de fond radioélectrique.....	19
I.2.4.3 Les interférences externes au système (brouilleurs).....	20
I.3 CONCLUSION	20
II. ETUDE DE LA MODULATION OFDM DANS UN CANAL MULTI-TRAJETS ET IMPACTE D'UN DECALAGE EN FREQUENCE	21
II.1 INTRODUCTION	21
II.2 PRINCIPE DE L'OFDM	22
II.2.1 Les canaux multi-trajets.....	23
II.2.1.1 Impacts des canaux multi-trajets	24
II.2.1.2 Transmissions sur canaux sélectifs multi-trajets	25
II.2.2 Présentation des modulations multi- porteuses orthogonales	26
II.3 LA NOTION D'ORTHOGONALITE.....	27
II.3.1 L'orthogonalité temporelle	28
II.3.2 L'orthogonalité fréquentielle	29
II.4 MODELISATION MATRICIELLE DE LA MODULATION OFDM	29
II.4.1 Dans le domaine temporel	30
II.4.2 Modulation.....	30
II.4.2.1 Transformé de Fourier inverse	30
II.4.2.2 Ajout du préfixe cyclique.....	31
II.4.3. Effet du canal	31
II.4.4 Démodulation	32
II.4.4.1 Suppression du préfixe cyclique	32
II.4.4.2 Transformée de Fourier	32
II.4.4.3 Model final	32
II.4.5 Dans le domaine fréquentiel	33
II.4.6 Simplification de $\mathbf{F} + \mathbf{Vb}$	33
II.4.7 Simplification de $\mathbf{F} + \mathbf{VH1UF}$	34
II.4.8 Modèle complet	34
II.5 EFFET DES DECALAGES DE FREQUENCE.....	35
II.5.1 Cas mono-utilisateur avec décalage en fréquence.....	35

II.5.1.1 Cas mono-porteuse	35
II.5.1.2 Cas multi-porteuses.....	37
II.6 CONCLUSION	37
III. LES SYSTEMES OFDM MULTI-UTILISATEURS	38
III.1 INTRODUCTION	38
III.2 LES SYSTEMES MULTIUTILISATEURS	38
III. 2.1 La FDMA	39
III.2.2 Le TDMA.....	41
III.2.3 Le CDMA.....	42
III.3 EFFET DE DECALAGE EN FREQUENCE DANS LE CAS DE PLUSIEURS UTILISATEURS	44
III.3.1 Présentation du système.....	44
III.3.2 Le décalage en fréquence.....	45
III.3.3 Récepteur disjoint dans le cas avec décalage en fréquence.....	46
III.3.4 Caractérisation du signal et du bruit.....	47
III.4 CONCLUSION	48
IV. SIMULATION ET CALCUL DES PERFORMANCES D'UN SYSTEME DE LA 4^{EME} GENERATION DANS LE CAS D'UN EFFET DE DECALAGE EN FREQUENCE	49
IV.1 INTRODUCTION	49
IV.2 LES SIMULATIONS	49
IV.2.1 Le spectre d'un sinus cardinal	50
IV.2.2 spectre OFDM	50
IV.2.3 OFDM sans bruit	52
IV.2.4 L'effet de l'intervalle de garde	54
IV.2.5 Le signal temporel et fréquentiel	54
IV.2.6 le taux d'erreur binaire	55
IV.2.7 Décalage fréquentiel.....	56
IV.3 CONCLUSION	59
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	60
BIBLIOGRAPHIE.....	61

Listes de Figures

Figure I-1	Système de base de la communication.....	3
Figure I-2	Système de base de la communication avec quelques modifications.	3
Figure I-3	Système typique de la communication.	7
Figure I-4	Signal numérique.	8
Figure I-5	Échantillonnage d'un signal.	8
Figure I-6	Quantification d'un signal.	8
Figure I-7	Place du codage de canal dans une chaîne de communication.	9
Figure I-8	Modulation ASK.....	10
Figure I-9	Modulation PSK.	11
Figure I-10	Modulation FSK	11
Figure I-11	Constellation 16 QAM et Constellation 8PAM.	13
Figure I-12	Constellation 8PSK.....	13
Figure I-13	Schéma théorique du modulateur.....	14
Figure I-14	Position d'un symbole.	15
Figure I-15	Définition d'une constellation numérique.	15
Figure I-16	Schéma équivalent BICM.....	16
Figure I-17	Régions de décision.	17
Figure I-18	Présentation des interférences dans le plan temps fréquence code.....	20
Figure II-1	Représentation fréquentielle et temporelle d'un signal OFDM.	22
Figure II-2	Principes et causes du canal à multi-trajets.....	24
Figure II-3	Schéma d'un modulateur /démodulateur OFDM.....	26
Figure II-4	Spectre du signal OFDM.....	28
Figure II-5	Effet de décalage de fréquence sur l'interférence entre sous-porteuses.....	36
Figure III-1	Différentes techniques d'accès multiples [8].....	38
Figure III-2	Représentation temps –fréquence du FDMA.....	40
Figure III-3	Principe du multi-accès FDMA.....	40
Figure III-4	Représentation temps –fréquence du TDMA.....	41
Figure III-5	Principe du multi-accès TDMA.....	42
Figure IV-1	Spectre de Sinc ($f_e=30\text{MHz}$) (à gauche) ; Spectre du Sinc ($f_e=20\text{MHz}$) (à droite).....	50
Figure IV-2	Spectre de Sinc ($f_e=60\text{MHz}$) (à gauche) ; Spectre de $\text{ifft}(\text{Sinc})$ ($f_e=30\text{MHz}$) (à droite).....	50
Figure IV-3	Le spectre du signal OFDM.....	51
Figure IV-4	L'influence du nombre de bit de la source binaire sur le spectre du signal OFDM.....	51
Figure IV-5	Influence du nombre de bits dans les symboles OFDM sur le spectre du signal OFDM.....	52
Figure IV-6	Les données transmises à codage décimale et modulé en 4PSK.....	52
Figure IV-7	Le signal temporel OFDM.....	53
Figure IV-8	Les données reçues.....	53
Figure IV-9	L'effet de l'intervalle de garde.....	54
Figure IV-10	Le signal temporel.....	54
Figure IV-11	Le spectre fréquentiel.....	55
Figure IV-12	L'évolution du taux d'erreur binaire.....	55
Figure IV-13	L'évolution du taux d'erreur binaire.....	56
Figure IV-14	L'effet de décalage fréquentiel sur l'amplitude.....	57
Figure IV-15	L'effet de décalage fréquentiel avec la variation de $n\text{FFT}$	57
Figure IV-16	L'effet de décalage fréquentiel avec $E_b/N_0\text{dB} = 5$	58

Introduction générale

Dès l'Antiquité, la communication à distance s'est imposée comme un besoin et une nécessité pour l'homme. Cependant, l'origine des télécommunications est beaucoup plus ancienne. Depuis toujours les hommes ont cherché à s'affranchir des barrières du temps et de l'espace. La télécommunication moderne est relativement récente. Elle ne commence en réalité, qu'il y a un siècle et demi, très exactement avec l'invention du télégraphe. L'invention du téléphone est encore plus récente puisqu'elle date de 1876, c'est-à-dire d'un peu plus d'un siècle seulement. C'est le développement de cette dernière et en particulier l'incroyable phénomène téléphone mobile qui est à l'origine du développement spectaculaire de la télécommunication. Plusieurs générations ont vues le jour (1G, 2G, 3G, 4G), l'arrivée de la future génération baptisée 5^{ème} génération (5G) pour améliorer la qualité de service qu'ils offrent.

Cependant des besoins de débit ne suffisent plus aux utilisateurs ; car dans les applications telles que la télédiffusion à grande échelle ou un réseau informatique radio à l'intérieur d'un bâtiment, le canal est de type multi-trajet ; le signal est réfléchi sur plusieurs endroits et des échos apparaissent et créent des perturbations dont l'influence augmente avec le débit de transmission. Une solution s'appuie sur les techniques OFDM qui sont les mieux aptes pour corriger ce problème. Les modulations multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) sont devenues pratiquement intéressantes depuis la mise en évidence d'une structure de modulateur totalement numérique. Ces modulations sont utilisées dans l'actuel système ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) mais aussi pour la diffusion radio/télévision numérique ainsi que dans plusieurs projets de normes futures tel que le système VDSL (Very High Rate DSL) ou la téléphonie de quatrième génération. La technologie OFDM est une technique clé pour accomplir la haute capacité des données et les exigences de l'efficacité spectrales pour les systèmes de communication sans fil existants.

L'OFDM est une technique de transmission très performante pour le matériel, mais il est vraisemblable qu'il y ait des décalages en fréquence entre les différents émetteurs.

Ce mémoire est organisé comme suit.

Au premier chapitre, nous allons présenter une chaîne de communication numérique. Notre étude se limite seulement aux quelques composantes de la chaîne nécessaires à notre travail.

Le deuxième chapitre est consacré à la modulation OFDM multi-trajet. Nous décrivons les principes généraux de la technique de multiplexage par division en fréquences orthogonales (OFDM), et nous voyons comment produire les signaux OFDM à l'aide de l'algorithme FFT.

Ensuite, nous discutons de l'utilité de l'intervalle de garde comme protection contre les interférences entre symboles, et de l'orthogonalité pour combattre les interférences entre sous-porteuses. En dernier lieu, un aperçu sur un des inconvénients des systèmes OFDM qui est le décalage fréquentiel (offset) sera présenté.

Le troisième chapitre porte sur l'étude des techniques d'accès multiples. Un aperçu sur l'ensemble des systèmes utilisant l'OFDM sera aussi donné, suivi du principe sur le décalage fréquentiel.

Le chapitre quatre est consacré aux paramètres de simulations ainsi qu'aux différentes étapes suivies par notre simulation. Nous parlons des différents paramètres choisis pour le système OFDM avec des modifications. Nous présentons tous les résultats obtenus au cours de ce travail suivi d'une discussion.

Et enfin la conclusion générale, présente une conclusion de tout le mémoire et donne de futures perspectives.

I. SYSTEMES DE COMMUNICATIONS NUMERIQUES

I.1 Introduction

Les systèmes de communication ont évolué en parallèle avec l'évolution de la technologie existante. Il existe des traces de la communication depuis la préhistoire sous forme de dessin dans différentes cavernes ; cette méthode consistait à laisser des traces ou des messages sur les parois des cavernes. Ensuite l'homme a utilisé différentes méthodes plus évoluées. Parmi ces méthodes, on trouve des méthodes instantanées comme l'utilisation de la fumée ou du feu, la réflexion des rayons du soleil, le sémaphore. Mais ces méthodes ont une portée très limitée. Ou bien, on trouve des méthodes qui prennent du temps pour arriver au destinataire comme l'utilisation des pigeons, la messagerie sur chevaux et d'autres méthodes. Toutes ces méthodes ont la même forme (figure I.1). Actuellement, malgré le fait que la technologie ait beaucoup évolué, un système de communication a toujours la même forme, avec de légères modifications (figure I.2).



Figure I-1 Système de base de la communication.

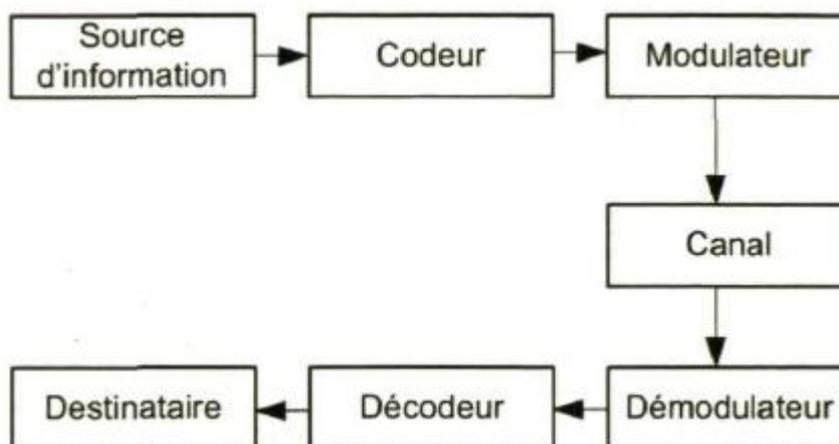


Figure I-2 Système de base de la communication avec quelques modifications.

On peut dire que la communication numérique a commencé avec l'invention du système Morse en 1847 par Samuel F. P. Morse. Cette méthode permet la transmission sur de longues distances. Après quelques années, Bell inventa le téléphone. Cette invention est un système de transmission analogique contrairement au système de Morse qui est un système de communication numérique. Aujourd'hui, pratiquement tous les nouveaux systèmes de communications proposés sont numériques.

La communication numérique a évolué et elle est toujours en évolution et remplace de plus en plus la communication analogique. [1]

I.2 Description d'un système de communication numérique

I.2.1 Chaîne de transmission numérique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent l'information sous formes numériques entre une source et un ou plusieurs destinataires en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique [2]. 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. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Les caractéristiques de l'environnement de transmission sont très importantes et affectent directement la conception des systèmes de communication et leurs fonctions.

Si le message produit par la source est de type analogique, il est converti en une séquence d'éléments binaires par des étapes successives d'échantillonnage, de quantification et de codage binaire [3]. Dans le cas idéal, cette séquence doit être la plus courte possible. Pour augmenter l'efficacité de la transmission et optimiser l'utilisation des ressources du système, un codeur de source compresse donc les données en éliminant les éléments binaires non significatifs.

Lors du passage dans le canal physique de transmission, le signal est altéré par du bruit et des interférences, induisant parfois le récepteur en erreur. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codeur du canal introduit, de manière parfaitement contrôlée, de la redondance dans la séquence d'information. Ce codage est encore appelé codage détecteur et correcteur d'erreurs puisque le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter

puis éventuellement corriger les données binaires erronées. Cependant, cette amélioration de la qualité du message se fait au détriment du débit global de transmission et si l'on se réfère de plus aux travaux conduits par Shannon sur la théorie de l'information, le codage du canal n'est possible que si le débit de la source binaire est inférieur à la capacité du canal de transmission. Afin d'éviter l'interception voir l'écoute d'une transmission par des personnes non autorisées, ou dans le but de faciliter la récupération de l'horloge en réception, il est également possible d'ajouter un processus d'embrouillage, par exemple grâce à l'utilisation d'une séquence binaire aléatoire [4].

A la sortie du codeur de canal, la séquence d'information binaire passe par un modulateur numérique, qui sert d'interface avec le canal de communication en donnant au signal une contenance physique. A chaque élément ou groupe d'éléments binaires est associée une forme d'onde selon une loi de transcodage, le tout formant alors un signal électrique susceptible d'être envoyé dans le canal en bande de base sur fréquence porteuse.

Le canal de transmission est le support physique utilisé pour envoyer l'information de l'émetteur au récepteur, et il diffère selon le type d'application envisagée. Dans le cadre de notre étude, nous envisagerons plutôt les transmissions radio mobiles, 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...

A la réception d'un système de communications numériques, le démodulateur traite les formes d'onde en provenance du canal par des processus d'estimation et de quantification et les réduit à des séquences de nombres, qui représentent des estimations des symboles émis. Ces séquences sont ensuite décodées selon les opérations inverses de celles employées à l'émission, ce qui permet au destinataire de retrouver l'information binaire initiale.

L'information binaire n'arrive pas toujours intacte au destinataire et les performances du système de transmission dépendent de très nombreux facteurs, parmi lesquels on peut citer les caractéristiques du canal, la puissance de l'émetteur, la forme d'onde utilisée ou encore le type de codage. Le bruit est le terme générique qui regroupe l'ensemble des perturbations subies par le signal lors de son passage dans le canal de transmission. Afin de mesurer ces

perturbations, on appelle donc rapport signal sur bruit (RSB) le rapport entre la puissance totale du signal émis et la puissance du bruit au niveau du récepteur. La fréquence à laquelle les erreurs se produisent constitue une bonne indication de la fiabilité de la communication, pour la quantifier, on définit le taux d'erreur binaire (TEB) comme le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits émis et le terme de probabilité d'erreur binaire (PEB) indique une estimation de ce rapport [5].

I.2.2 Structure d'une chaîne de transmission

La figure (I.3) représente un système de communication numérique au complet (typique). On peut regrouper les différents composants de la chaîne en deux parties :

- Les parties essentielles : la source, la destination, la mise en forme, le modulateur et le démodulateur représentent les parties essentielles pour le fonctionnement du système.
- Les parties optionnelles : les autres parties peuvent être perçues comme des parties optionnelles qui ont la tâche d'améliorer la qualité de transmission.

On distingue deux types d'information sur le long de la chaîne de communication :

- train de bits : avant la modulation et après la démodulation.
- onde numérique : après la modulation et avant la démodulation.

Puisqu'on parle de communication numérique, alors la source génère des symboles de l'ensemble bien déterminé (M_1, M_2, \dots, M_M) , et pour chaque symbole à transmettre on doit assigner une forme d'onde correspondante (S_1, S_2, \dots, S_M) . La transmission se fait sur une période T pour chaque onde numérique S_i , sur le long de la chaîne de communication. Ces symboles vont subir plusieurs transformations avant d'être transmis, durant la transmission et à la réception. Les principales transformations sont :

- mise en forme et codage de source,
- codage de canal
- modulation,
- démodulation,
- égalisation,
- synchronisation. [1]

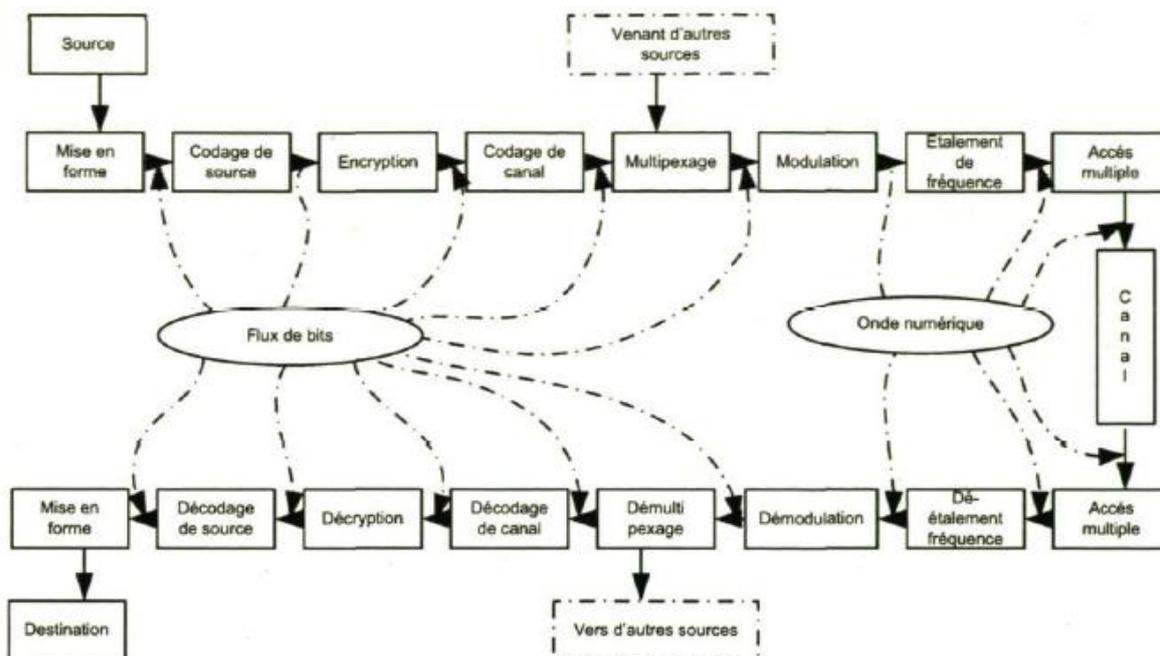


Figure I-3 Système typique de la communication.

I.2.2.1 Mise en forme et codage de source

Pour que les données analogiques soient transmises, elles doivent être transformées en forme de symboles numériques ; c'est la première étape par laquelle passe un signal représenté par la figure (I.4). Dans cette étape, le signal analogique est échantillonné comme nous le montre la figure (I.5). La fréquence d'échantillonnage doit être supérieure à $2f_{max}$ (la fréquence de Nyquist) pour pouvoir reconstruire le signal. f_{max} représente la fréquence maximale contenue dans le signal. Ensuite les échantillons seront quantifiés selon la figure (I.6). A cette étape, chaque échantillon sera exprimé sous forme d'un niveau, l'ensemble des niveaux étant bien déterminé.

Le codage de source correspond à l'opération de compresser les données. La compression consiste à réduire la taille physique des blocs d'informations. C'est-à-dire que 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 [1,6].

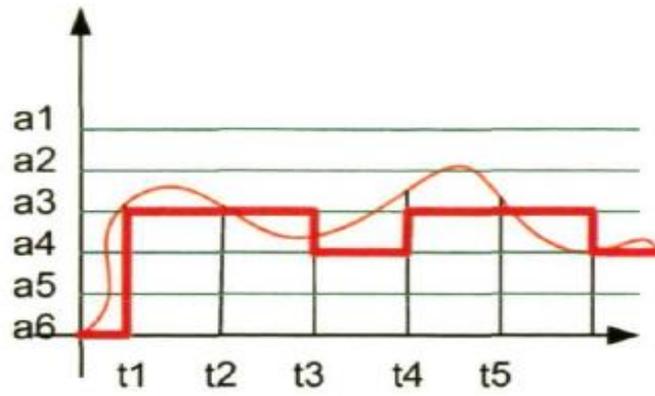


Figure I-4 Signal numérique.

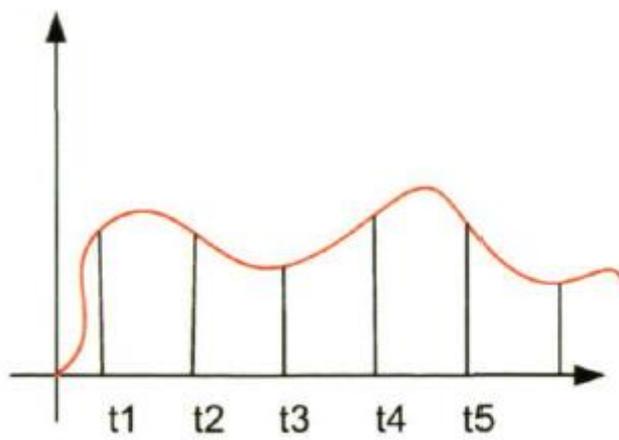


Figure I-5 Échantillonnage d'un signal.

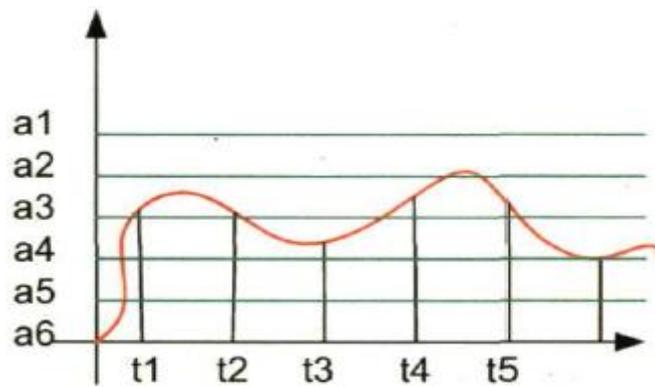


Figure I-6 Quantification d'un signal.

I.2.2.2 Le codage du canal :

Le bruit et les interférences du canal qui dégradent les signaux de communication transmis, provoquent des erreurs de détection en réception. Pour un niveau de bruit et d'interférences donné, la probabilité d'erreur peut être réduite en augmentant la puissance d'émission, puisqu'elle est une fonction décroissante de celle-ci. Cependant, cette augmentation de puissance n'est pas toujours souhaitable : d'une part elle se traduit par un accroissement de la consommation électrique du terminal, à éviter pour des terminaux sans-fil ; d'autre part, dans le cas d'une transmission en espace libre, elle augmente les interférences inter-utilisateurs, ce qui accroît la probabilité d'erreur. Une autre solution est le codage de canal figure(I.7), qui consiste à ajouter au message binaire des bits de redondance, de telle sorte que le message codé ait une structure particulière. En réception, le décodeur de canal vérifie si cette structure est bien respectée. Dans le cas contraire, une erreur est détectée et éventuellement corrigée. Nous présenterons dans ce chapitre deux types de codage : le codage en bloc linéaire et le codage convolutif. [[7]

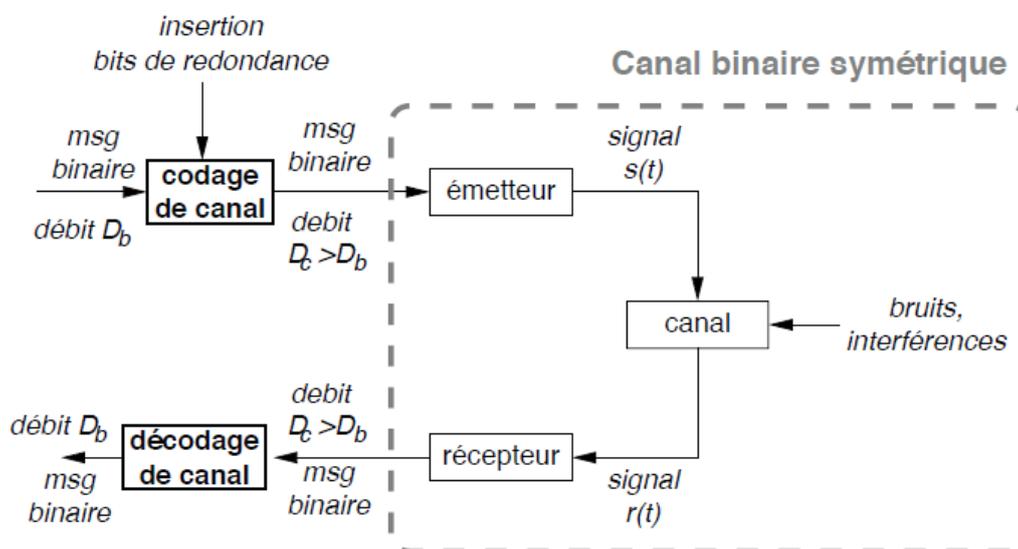


Figure I-7 Place du codage de canal dans une chaîne de communication.

I.2.2.3 La modulation numérique

Le but d'une modulation est de transmettre des informations d'un émetteur à un récepteur, à travers un canal de transmission. Pour que le signal soit transmis, il doit être adapté au canal de transmission. Ainsi La séquence d'information binaire passe par un modulateur numérique qui sert d'interface avec le canal de communication en donnant au signal une enveloppe physique. A chaque élément ou groupe d'élément binaire est associée une forme d'onde selon

une loi de modulation, cette forme d'onde est générée par le convertisseur bin-Maire. 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 après mise ou non sur fréquence porteuse. [8]

Cette opération consiste à faire passer le signal à transmettre à travers le bloc de modulation. Elle consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse $S(t)=A\cos(\omega_0 t+\varphi_0)$ (I.1) centrée sur la bande de fréquence du canal. Les paramètres modifiables sont :

- l'amplitude,
- la fréquence,
- la phase.

En général, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prend M valeurs. Ceci permet l'associer à un état de modulation un mot de n bits. Le nombre d'états est donc $M = 2^n$. C'est la modulation M - aire. Les n bits proviennent du découpage en paquets de n bits du train binaire issu du codeur. Les types de modulation les plus fréquentes sont présentées dans les sous-sections suivantes.

➤ **Modulation par déplacement d'amplitude (Amplitude Shift Keying, ASK)**

La figure (I.8) donne l'allure du signal modulé ASK. L'expression analytique est donnée par :

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i(t)}{T}}\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (I.2)$$

Avec $0 \leq t \leq T, i = 1, \dots, M$. Le terme $\sqrt{2E_i(t)/T}$ représente l'amplitude.

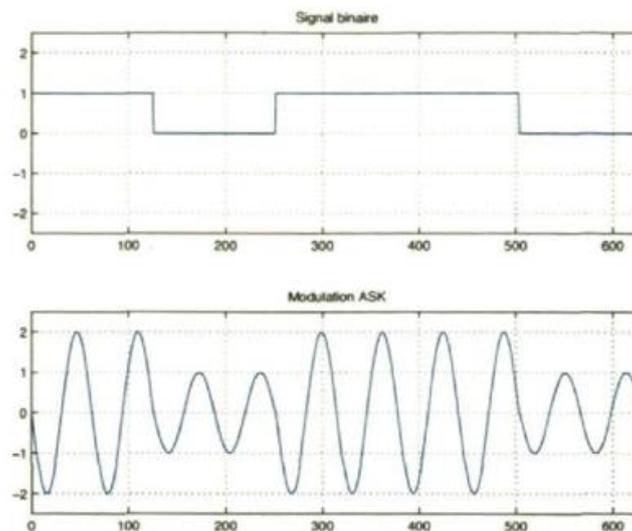


Figure I-8 Modulation ASK.

➤ **Modulation par déplacement de phase (Phase Shift Keying, PSK)**

Pour la modulation PSK, l'allure du signal modulé est donnée par la figure (I.9). L'expression analytique est donnée par :

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t + \phi_i(t)) \quad (I.3)$$

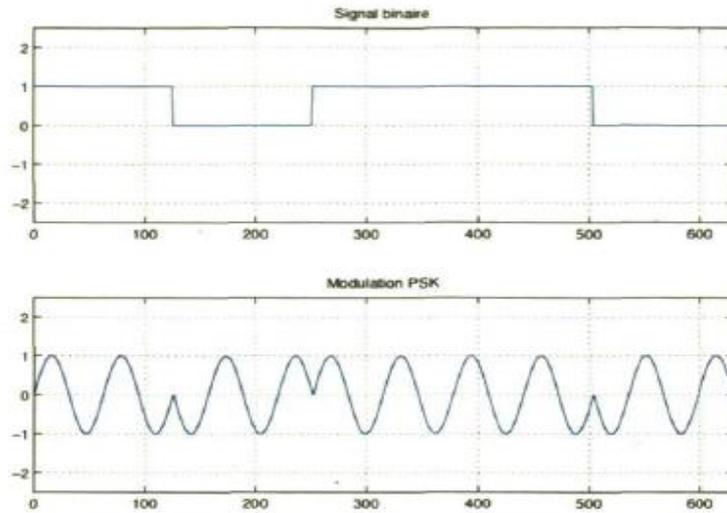


Figure I-9 Modulation PSK.

➤ **Modulation par déplacement de fréquence (Frequency Shift Keying, FSK)**

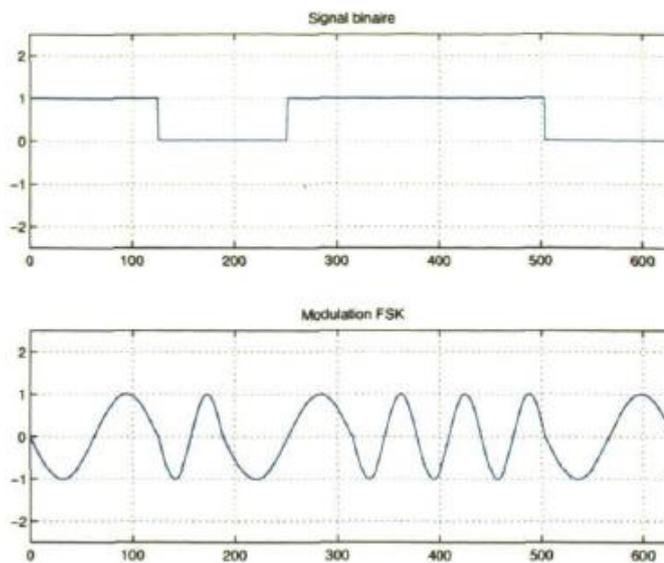


Figure I-10 Modulation FSK

La figure (I.10) donne l'allure du signal modulé FSK. L'expression analytique est donnée par :

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_i t + \phi) \quad (I.4)$$

➤ **Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature (Quadrature Amplitude modulation, QAM)**

C'est l'association d'une modulation d'amplitude et d'une modulation de phase. Le signal est donné par l'équation suivante :

$$S_i(t) = I(t) \cos(2\pi f_0 t) + Q(t) \sin(2\pi f_0 t)$$

Ou (I.5)

$$S_i(t) = I(t) \cos(\omega_0 t) + Q(t) \sin(\omega_0 t)$$

➤ **Représentation en bande de base et constellations**

Après la modulation, les signaux émis ont leur énergie concentrée sur les basses fréquences. La mise sur porteuse permet alors de centrer l'énergie du signal autour de la fréquence porteuse ou centrale. Cette technique est souvent utilisée pour adapter la bande utile du signal à la bande passante du canal de transmission.

Le signal en bande de base est un outil mathématique permettant de simplifier l'étude de la transmission en restant sur le domaine fréquentiel de la modulation [9 ,10] Cependant, le canal dépend de cette fréquence centrale et celui-ci doit subir une transformation afin de présenter un canal équivalent en bande de base. De plus, nous considérons une synchronisation et un échantillonnage parfaits. Ainsi, la chaîne de transmission décrite plus haut est étudiée grâce à un signal en bande de base discret associé à un canal équivalent en bande de base discret.

Ce signal en bande de base appelé aussi signal modulant est, généralement complexe et s'écrit sous la forme :

$$c(t) = \sum_k c_k g(t - kT) = a_k(t) + j b_k(t) \quad (I.6)$$

La fonction $g(t)$ est une forme d'onde qui est prise en considération dans l'intervalle $[0, T[$ puisque t doit vérifier la relation $kT \leq t \leq (k + 1)T$.

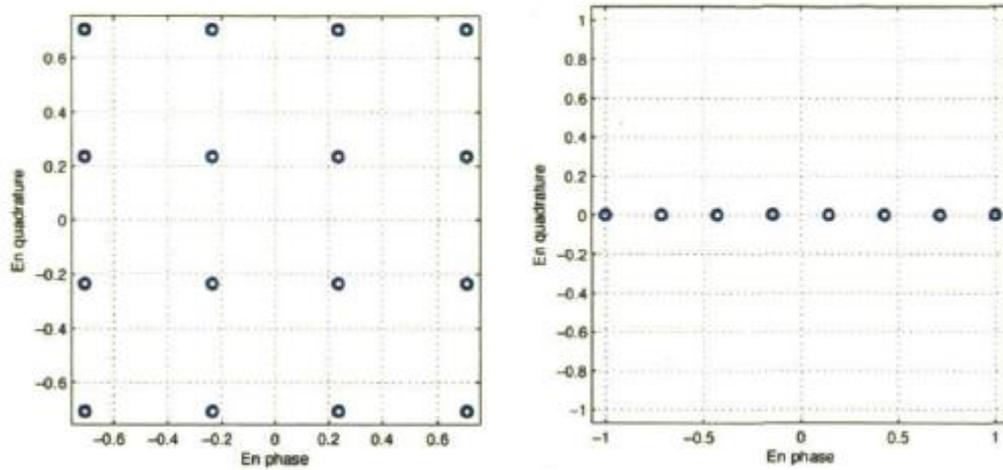


Figure I-11 Constellation 16 QAM et Constellation 8PAM.

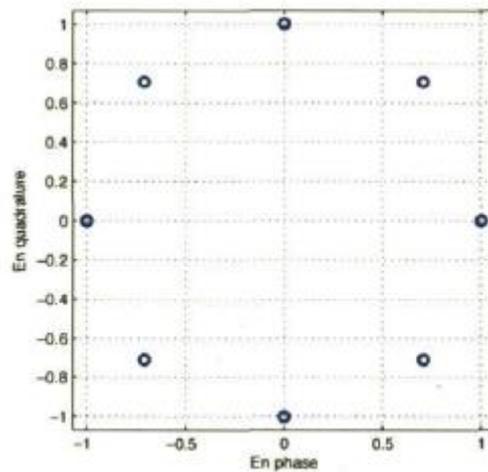


Figure I-12 Constellation 8PSK.

Dans les modulations ASK et PSK, la modulation transforme ce signal $c(t)$ en un signal modulé $m(t)$ tel que :

$$m(t) = R[c_k e^{-j(\omega_0 t + \varphi_0)}] \tag{I.7}$$

La fréquence $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ et la phase φ_0 caractérisent la sinusoïde porteuse utilisée pour la modulation. Le signal modulé s'écrit aussi plus simplement.

$$m(t) = \sum_k a_k(t) \cos(\omega_0 t - \varphi_0) - \sum_k b_k(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Ou encore

$$m(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

(I.8)

en posant $a(t) = \sum a_k$, $b(t) = \sum b_k$. Le signal $a(t) = \sum a_k$ module en amplitude la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ et le signal $b(t) = \sum b_k$ module en amplitude la porteuse en quadrature $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$.

Le schéma théorique du modulateur est représenté à la figure (I.14)

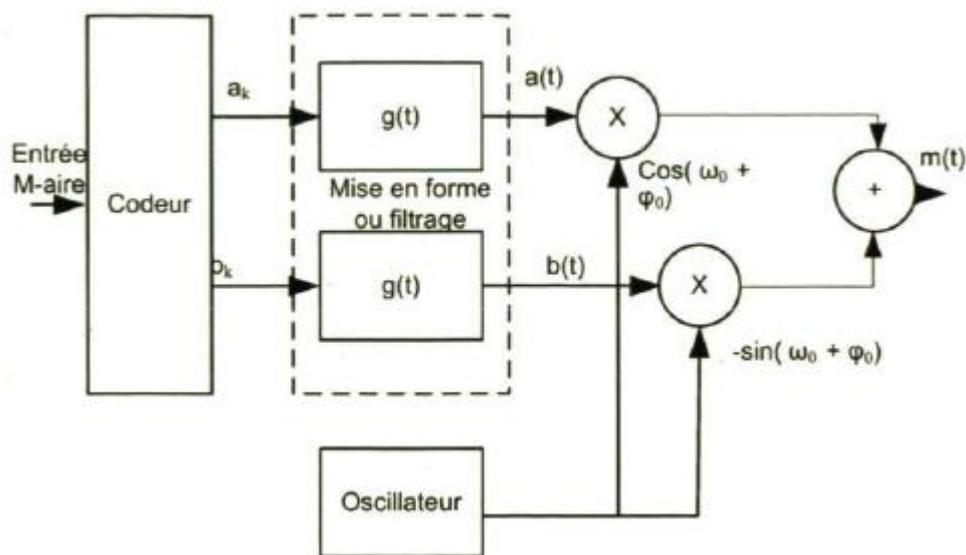


Figure I-13 Schéma théorique du modulateur.

A chaque symbole émis correspond un signal élémentaire de la forme :

$$m(t) = a_k g(t - kT) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b_k g(t - kT) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (\text{I.9})$$

qui peut être représenté (figure I.15) dans un espace à deux dimensions dont les vecteurs de base sont $g(t - kT) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ et $-g(t - kT) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ (décomposition de Fresnel). Les figures (I.11), (I.12) et (I.13) représentent des constellations pour les modulations QAM, PAM et PSK. Le signal modulé $m(t)$ véhicule des informations distinctes à travers $a_k(t)$ et $b_k(t)$ qui sont deux signaux en bande de base appelés respectivement composante en phase (I) et composante en quadrature (Q). Une représentation dans le plan complexe qui fait correspondre à chaque signal élémentaire un point $c_k = a_k + jb_k$ permet de différencier chaque type de modulation. L'ensemble de ces points associés aux symboles porte le nom de constellation représentée par la figure (I.17). Le choix de la répartition des points dépend des critères suivants :

Pour pouvoir distinguer deux symboles, il faut respecter une distance minimale d_{min} entre les points représentatifs de ces symboles. Plus cette distance est grande, plus la probabilité d'erreur sera faible. (La distance minimale entre tous les symboles est :

$$d_{min} = \min_{i \neq j} (d_{ij}) \text{ avec } d_{ij} = |c_i - c_j|^2 \quad (I.10)$$

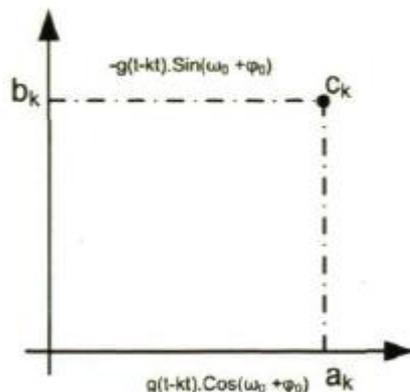


Figure I-14 Position d'un symbole.

A chaque symbole émis correspond un signal élémentaire $m_k(t)$ et par la même une énergie nécessaire à la transmission de ce symbole. Dans la constellation, la distance entre un point et l'origine est proportionnelle à la racine carrée de l'énergie qu'il faut fournir pendant l'intervalle de temps $[kT, (k+1)T]$ pour émettre ce symbole. La puissance totale d'émission des symboles est $\sum_i |c_i|^2$ et la puissance crête est $\max_i |c_i|^2$.

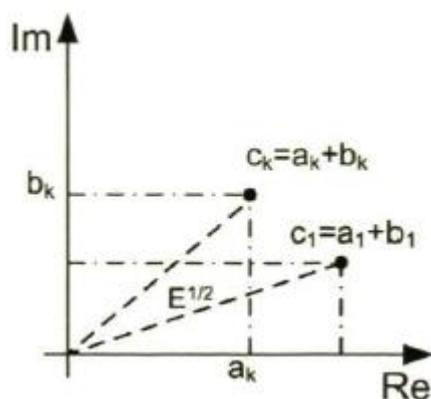


Figure I-15 Définition d'une constellation numérique.

Dans le cas général un entrelaceur temporel ou/et fréquentiel est inséré entre le codeur de canal et le convertisseur bin-Maire et l'ensemble "Codeur-Entrelaceur-conversion Bin-Maire

est appelé ‘‘modulation codée avec entrelacement de bits’’(MCEB) ou BICM en anglais comme illustré dans la Figure (I.17).

Les performances du système de transmission dépendent donc de nombreux paramètres comme les caractéristiques du canal, la puissance d’émission, le choix du codage ou encore la forme d’onde utilisée.

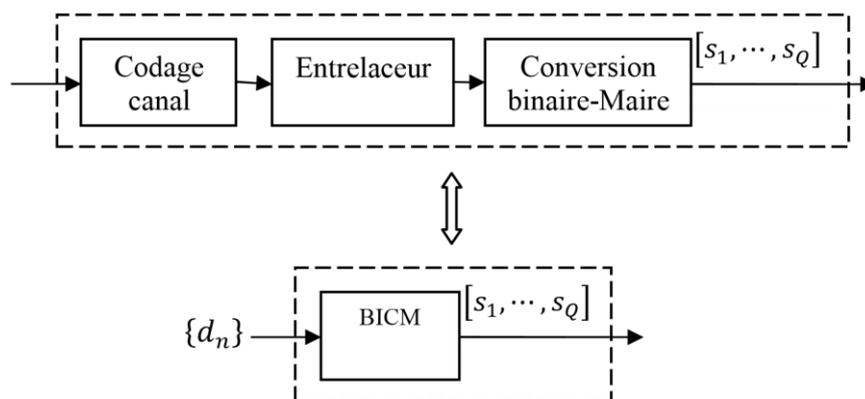


Figure I-16 Schéma équivalent BICM

I.2.2.4 La démodulation

A la réception, le signal doit être démodulé, mais on doit prendre en considération que le signal a traversé un canal de transmission, et a été contaminé par un bruit qui est généralement blanc et Gaussien. Alors le signal à démoduler est une somme du signal transmis et du bruit.

Le signal reçu s’écrit comme suit :
$$r = s + n. \tag{I.11}$$

où n représente le bruit et s le signal transmis. Une démodulation cohérente implique toujours le concept de comparaison entre le signal reçu (figure I.17) qu'on ne connaît pas encore, et les prototypes de signaux disponibles à la réception et connus d'avance. Ce concept de comparaison prend souvent la forme de distance entre ces différents signaux. Le travail d'un récepteur ou d'un détecteur de signaux est de savoir lequel des signaux s est transmis. Si les signaux sont à probabilité égale, et que le bruit est un bruit blanc, la décision se fait suivant des régions bien définies dans l'espace des signaux. Ces régions sont choisies de façon à obtenir une probabilité d'erreur minimale. Ces régions sont celles où la distance entre le signal reçu et le signal s_i est minimale.

D'après la figure (I.17), il y a deux signaux qui peuvent être transmis, soit s_1 ou s_2 . Pour savoir lequel des deux a été transmis, on doit calculer la distance entre eux et le signal reçu r

soit $\|r - s_1\|$ et $\|r - s_2\|$. La décision est prise en faveur du signal avec lequel la distance est la plus courte, soit S_2 .

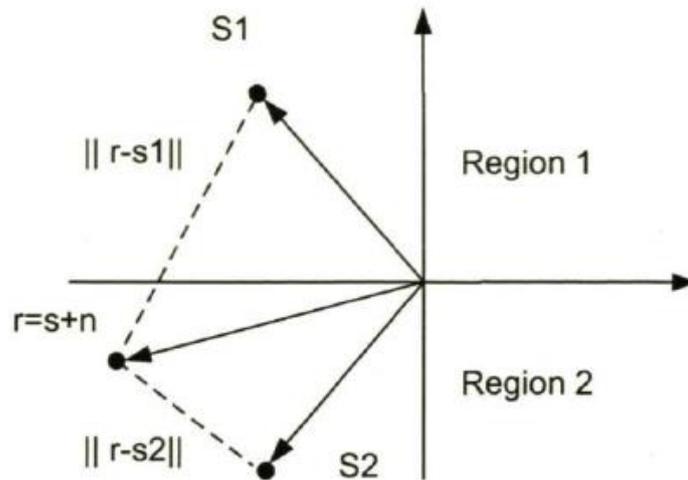


Figure I-17 Régions de décision.

I.2.2.5 L'égalisation

Le fait que l'on ne connaisse pas le type de canal dans lequel on transmet les données ou que le canal soit toujours en changement, limite l'efficacité des filtres du système. Dans ce cas, il est préférable de mettre au récepteur un filtre dont la réponse en fréquence est ajustée au canal. Ce filtre est appelé un filtre d'égalisation ou simplement un égaliseur. Il peut être fixe ou adaptatif.

I.2.2.6 La Synchronisation

Le système de communication ne fonctionne bien que s'il est synchronisé en temps et en fréquence. La synchronisation pour un système de communication numérique est l'estimation du temps du début de chaque symbole et de la fréquence de la porteuse. Une erreur en temps ou en fréquence peut résulter en une perte d'énergie qui réduit le rapport signal sur bruit du signal reçu et donc dégrade la probabilité d'erreur.

I.2.2.7 Les autres blocs

On peut citer comme blocs fonctionnels :

- multiplexage et accès multiple,
- encryption,
- étalement de fréquence.

I.2.2.8 Probabilité d'erreur

La probabilité d'erreur est la probabilité de faire une mauvaise décision à la réception. La figure (I.17) montre la méthode pour la décision du signal transmis.

I.2.3 Caractéristiques du système de communication numérique

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 q de bits sur une durée T_S 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 en entrée du récepteur et E_b est l'énergie moyenne par bit du signal modulé. [8]

I.2.4 Les interférences

En mécanique ondulatoire, on parle d'interférences lorsque deux ondes de même type se rencontrent et interagissent l'une avec l'autre. Ce phénomène apparaît souvent en optique avec les ondes lumineuses, mais il s'obtient également avec des ondes électromagnétiques d'autres longueurs d'onde, ou avec d'autres types d'ondes comme les ondes sonores. [11].

I.2.4.1 Le bruit de fond radioélectrique

La réception sur une antenne d'un signal radioélectrique se fera toujours en présence d'un bruit thermique additif, indépendant du signal, blanc avec une distribution des amplitudes à peu près gaussienne [12]. Ce bruit est dû aux fluctuations de courants créés par l'agitation thermique des charges élémentaires dans tout élément conducteur. Il impose une limite fondamentale à tout système d'émission/réception radioélectrique. Le modèle à bruit blanc additif gaussien (BBAG ou AWGN) classiquement utilisé en communications numériques se révèle une bonne approximation.

L'addition imposée par ce bruit au signal utile entraînera l'apparition d'erreurs binaires à la reconstruction du message numérique.

I.2.4.2 Interférences propres au système

Contrairement au bruit qui est un facteur limitatif intrinsèque à toute communication radioélectrique, le phénomène d'interférence n'est pas fatalement présent. Il est étroitement lié à la modulation choisie, en relation avec les caractéristiques du canal de propagation. Nous distinguons trois types d'interférence propre aux systèmes de communications Figure (I.18) [13] :

Les interférences entre symboles consécutifs (IES) en dehors du bruit, c'est le premier perturbateur d'une communication numérique. Cette interférence n'est pas due à l'accès multiple, mais seulement au propre signal de l'utilisateur d'intérêt lorsque le canal de propagation amène un étalement temporel non négligeable devant le temps symbole.

Les interférences d'accès multiples (IAM) elle désigne l'interférence due aux autres signaux actifs (autres codes).

Les interférences entre sous canaux (IEC) lorsque le canal de propagation amène un étalement fréquentiel non négligeable devant l'espacement des fréquences porteuses

des formes d'ondes. On ne peut plus isoler complètement la contribution des différents symboles émis.

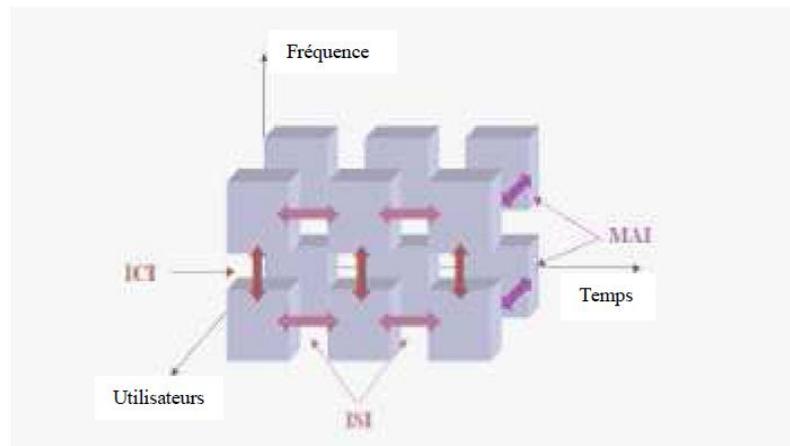


Figure I-18 Présentation des interférences dans le plan temps fréquence code

I.2.4.3 Les interférences externes au système (brouilleurs)

Les systèmes opèrent souvent dans une bande de fréquence réservée, dans ce cas il ne devait pas y avoir de perturbations d'origine externe aux systèmes. Cependant, l'absence de brouilleurs est illusoire étant donné d'une part la multitude des lieux où vont pouvoir opérer les systèmes de communications et d'autre part la pollution radioélectrique croissante. La plupart des brouilleurs sont de type bande.

I.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté quelques généralités sur les systèmes de transmission numériques. Ces derniers permettent de transmettre des informations se présentant en paquets ou flux de données binaires (0 ou 1) d'un point vers un autre. Quelques blocs ont été présentés et en général la chaîne de communication comprend l'émetteur, le récepteur et le canal de transmission. Les blocs de l'émetteur ont une fonction inverse de celle des blocs du récepteur. Le but de l'ensemble de ces blocs est d'améliorer la réception et de réduire l'impact du canal sur la qualité du signal reçu.

Après avoir rappelé ces généralités utiles à la compréhension de l'ensemble du travail, nous allons dans le deuxième étudier la modulation OFDM.

II. ETUDE DE LA MODULATION OFDM DANS UN CANAL MULTI-TRAJETS ET IMPACTE D'UN DECALAGE EN FREQUENCE

II.1 Introduction

L'origine de l'OFDM est un développement de la FDM depuis les années 1950. L'OFDM est une technique de modulation numérique qui joue sur l'efficacité et la rentabilité de transmission dans le canal radio mobile pour un environnement multi-trajets [14]. Les interfaces radio doivent respecter plusieurs critères. Tout d'abord être adaptées au canal de propagation qui est plus ou moins sensibles aux trajets multiples et aux interférences. Ensuite offrir une efficacité spectrale en bit/s/Hz le meilleur possible.

Dès que le débit et la bande augmentent, il est alors nécessaire de recourir aux techniques classiques de modulation et de codage pour lutter contre les évanouissements sélectifs car cette fois la bande de cohérence est trop faible.

Une solution s'appuie sur les techniques OFDM qui sont les mieux aptes à corriger les distorsions du canal sélectif en fréquence. L'idée est cette fois de répartir l'information non pas sur une mono porteuse de bande large qui serait altérée par des évanouissements sélectifs mais sur plusieurs sous-porteuses de bande beaucoup plus faibles, et surtout plus faibles que la bande de cohérence du canal de propagation, qui sont alors affectées par un évanouissement plat [15]. L'espace de fréquence et de synchronisation de la porteuse est choisi de telle sorte que les porteuses soient orthogonales pour éviter les interférences. Le nombre de sous porteuses peut varier de quelques dizaines à plusieurs centaines. Il s'agit encore d'une diversité de type fréquentiel. Pour l'implémentation de l'OFDM on utilise la FFT (Fast Fourier Transform), qui est la base de cette technique. La première utilisation de l'OFDM est en 1980 dans les systèmes DAB (Digital Audio Broadcasting), et DVB (Digital Vidéo Broadcasting).

Délaissé ensuite lors du développement de la théorie de l'égalisation pour les systèmes mono-porteuses (de moindre complexité). [14, 16] L'OFDM a due son retour en grâce, vers le milieu des années 1980, au projet de radiodiffusion numérique DAB. En effet, les systèmes mono-porteuse, contrairement à l'OFDM, ne remplissaient pas les conditions de résistance aux trajets multiples et de débit élevé pour un taux d'erreur binaire faible requis par cette nouvelle application. Depuis lors, l'OFDM est devenue une technique prépondérante, puisqu'elle est

utilisée pour de nombreuses applications comme la télévision numérique DVB et les standards de troisième et quatrième générations, où il était notamment question de l'associer au CDMA. [15 – 16]

II.2 Principe de l'OFDM

Le principe de l'OFDM consiste à transmettre les informations sur plusieurs porteuses orthogonales entre elles, ainsi le spectre du signal présente une occupation optimale de la bande allouée [17]. Comme le montre la Figure (II.1), l'OFDM découpe le canal en cellule selon les axes du temps et des fréquences. A chaque cellule fréquence/temps est attribuée une porteuse dédiée. L'information à transmettre est répartie sur l'ensemble de ces porteuses, modulée chacune à faible débit par une modulation du type QPSK ou QAM. Un symbole OFDM comprend l'ensemble des informations contenues.

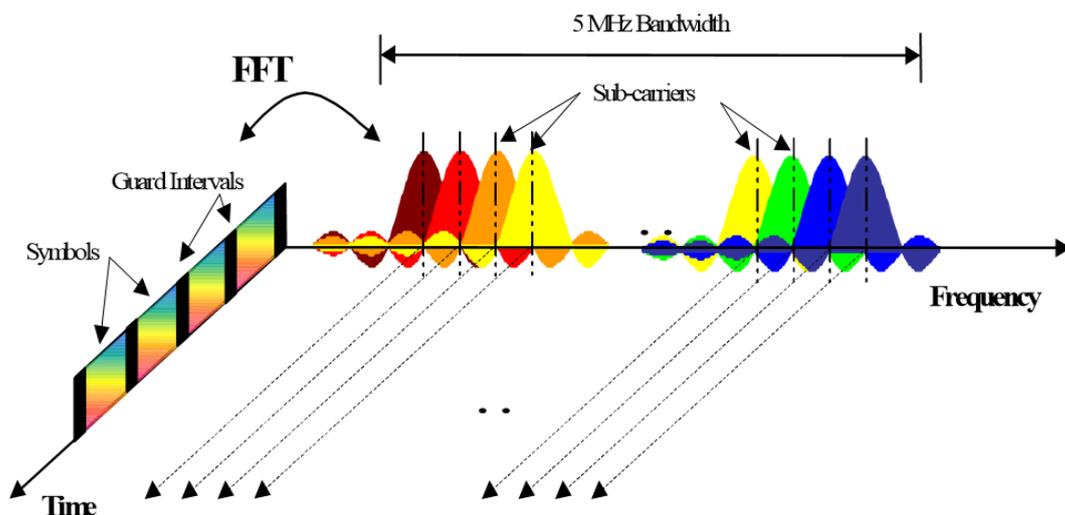


Figure II-1 Représentation fréquentielle et temporelle d'un signal OFDM.

La technique de transmission OFDM est basée sur l'émission simultanée sur n bandes de fréquence de N porteuses sur chaque bande. [18] Pour le cas de l'UMTS la bande allouée est de 5 MHz (figure II.1). Le signal est réparti sur les porteuses. Les fréquences de travail sont choisies en fonction des réglementations, les autres sont « éteintes » de manière logicielle. Le signal est émis à un niveau assez élevé pour pouvoir monter en débit, et injecté sur plusieurs fréquences à la fois. Si l'une d'elles est atténuée le signal passera quand même grâce à l'émission simultanée. [14]

Dans le cas d'une propagation de canal à trajets multiples de nombreuses répliques de l'onde émise seront reçues avec des amplitudes et des retards différents.

Il en résulte de l'interférence entre les symboles reçus appelée Interférence Inter-Symbole (*ISI*). Les techniques de modulations classiques transmettant sur de tels canaux sont très sensibles à ce type d'interférences qui sont d'ailleurs d'autant plus importantes que la durée d'un symbole est petite par rapport à l'étalement des retards du canal. En d'autres termes, la fiabilité de la transmission est favorisée si la durée des symboles utiles transmis est grande par rapport à l'étalement maximum des retards du canal, il existe donc un compromis à trouver entre le débit lié à la durée du symbole et la fiabilité de la liaison liée à l'interférence inter-symbole. Les modulations à porteuses multiples apportent une solution intéressante à l'optimisation de ce compromis.

Le principe des modulations à porteuses multiples repose sur les parallélisations en fréquences de l'information à transmettre. Ainsi, les N données à transmettre qui étaient auparavant transmises consécutivement à un débit de $1/T_d$ vont être émises simultanément sur N sous-canaux fréquentiels élémentaires ou sous-porteuses modulé à bas débit $1/T_u$. Ainsi, chacune des données est transmise par un symbole de durée T_u au lieu de $T_d = T_u/N$. La durée d'un symbole est donc multipliée par un facteur N dont le bon dimensionnement doit permettre de minimiser l'ISI tout en conservant le débit de la modulation mono-porteuse initiale de $1/T_d$. Dans le domaine temporel, le signal obtenu se décompose en symboles de durée T_u résultant de la superposition de N signaux sinusoïdaux de fréquences différentes. Dans le domaine fréquentiel, les distorsions du signal introduites par le canal seront limitées car chaque sous bande sera suffisamment étroite pour pouvoir considérer le canal comme localement plat. Les modulations multi-porteuses profitent ainsi d'une réduction de la complexité de l'étage d'égalisation en réception. [19]

II.2.1 Les canaux multi-trajets

Nous avons une relation entre le nombre de coefficients de la réponse temporelle discrète du canal et la corrélation entre les différents coefficients de la transformée de Fourier discrète de la réponse temporelle discrète du canal. Plus la réponse temporelle est courte, plus les coefficients de la transformée de Fourier discrète de la réponse temporelle du canal sont corrélés. De façon duale une relation similaire existe entre l'étalement temporel de la réponse du canal et la sélectivité en fréquence du canal.

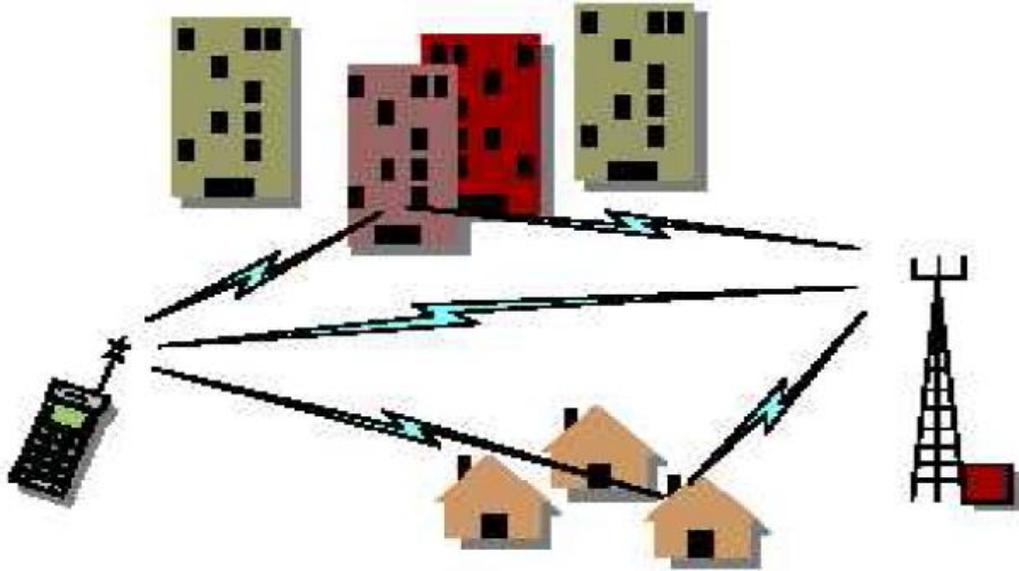


Figure II-2 Principes et causes du canal à multi-trajets

II.2.1.1 Impacts des canaux multi-trajets

Comme représenté sur la figure(II.2) la cause des multi-trajets est la réflexion sur les différents éléments environnant l'émetteur et le récepteur. Ces différentes réflexions vont provoquer des répliques du signal. Ces répliques arrivent avec un retard (à cause du trajet plus ou moins long à parcourir) et une atténuation (causée à la fois par la longueur du trajet à parcourir et par le coefficient de réflexion de la surface réfléchissante différents).Plusieurs modélisations de canal existant ; l'ouvrage [19].

Dans notre cas, nous choisissons une modélisation de canal présentant un nombre fini de trajets, équi-répartis dans le temps et représentant une atténuation de Rayleigh [20]. Nous représentons donc le canal entre un émetteur et un récepteur comme suit :

$$\check{h}(t)=\sum_{l=0}^{L-1} \check{h}_l \delta(t - \tau.l) \quad (\text{II.1})$$

Où L est le nombre de coefficient du canal, δ est la fonction Dirac, \check{h}_l est l'atténuation de Rayleigh associée au trajet l et τ est le délai entre chaque trajet.

Au récepteur, nous supposons notre échantillonnage parfait et nous modélisons le signal reçu ainsi :

$$\check{y}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \check{h}_l \check{x}(k - l) + \check{b}(k) \quad (\text{II.2})$$

Ou $\check{b}(k)$ est un bruit blanc Gaussien indépendant suivant k de moyenne nulle et de variance σ^2 . $\check{x}(k)$ est le signal émis au rythme symbole.

Nous voyons alors que lorsque nous voulons transmettre sur un canal à multi-trajet : chaque symboles va perturber les symboles suivants. Nous nous trouvons alors en présence d'interférences entre symboles (ISI : Inter Symbole Interférence en anglais). Si elles ne sont pas combattues, ces interférences vont provoquer une dégradation et un plafonnement des performances.

II.2.1.2 Transmissions sur canaux sélectifs multi-trajets

Comme évoqué ci-dessus, pour transmettre de façon optimale sur un canal multi-trajets il faut compenser les effets du canal. Cette compensation des effets du canal s'appelle l'égalisation. Deux approches de l'égalisation peuvent être vues. La première consiste à dire : « j'ai un certain canal, quelle égalisation peut faire le récepteur afin de récupérer de façon optimale les données transmises ». La seconde est : « je connais les propriétés statistiques du canal que peut faire l'émetteur pour simplifier le travail d'égalisation du récepteur ». En effet le problème majeur des canaux multi-trajets provient des interférences durant la modulation nous aurons grandement simplifié l'égalisation pour le récepteur. En effet dans ce cas, l'égalisation consiste juste à inverser l'atténuation du canal. Nous allons utiliser ce second point de vue.

Une des façons de supprimer les interférences entre symboles est de ralentir la transmission, afin que les différents trajets arrivent tous en même temps (relativement à la durée d'un symbole). Il faut donc que la durée d'un symbole (T_u) soit telle que $T_u \gg L\tau$.

Ceci peut sembler limiter le débit du système. Mais cette augmentation de T_u permet de réduire la bande passante du signal et ainsi de passer plusieurs transmissions en parallèle sur différentes sous bande (il suffit de choisir des filtres passe-bande suffisamment étroits). Nous pouvons faire le même raisonnement en partant du domaine fréquentiel. Le canal est sélectif en fréquence dans la bande utile de l'émission. Pour supprimer cet effet, nous partageons notre signal en plusieurs signaux envoyés sur des sous-bandes distinctes. En choisissant des sous bandes suffisamment étroites, nous pouvons alors considérer le canal comme non sélectif en fréquence et donc l'égalisation est dans ce cas simplifiée. Notons que pour réduire la bande d'un signal il faut augmenter sa période T_u , ce qui nous ramène au résultat du raisonnement dans le domaine temporel.

Cette solution semble très séduisante. Cependant, nous ne devons pas oublier que nous ne pouvons pas faire des filtres suffisamment sélectifs et nous devons donc laisser une bande de garde entre les différentes sous-bandes. Ceci va limiter l'efficacité spectrale du signal. Nous

allons donc essayer d'augmenter cette efficacité spectrale en supprimant cette bande de garde comme évoqué ci-dessous, pour transmettre de façon optimale sur un canal multi-trajets.

II.2.2 Présentation des modulations multi- porteuses orthogonales

Comme nous venons de le voir précédemment, l'occupation spectrale d'une modulation sur plusieurs sous-bandes séparées n'est pas optimale. Nous allons donc tenter de résoudre cette limitation .Pour ce faire, nous allons supprimer la contrainte portant sur la séparation des sous-bandes. Dans ce cas nous considérons que les différents signaux émis ne présentent plus des spectres disjoints mais des spectres orthogonaux. [21]

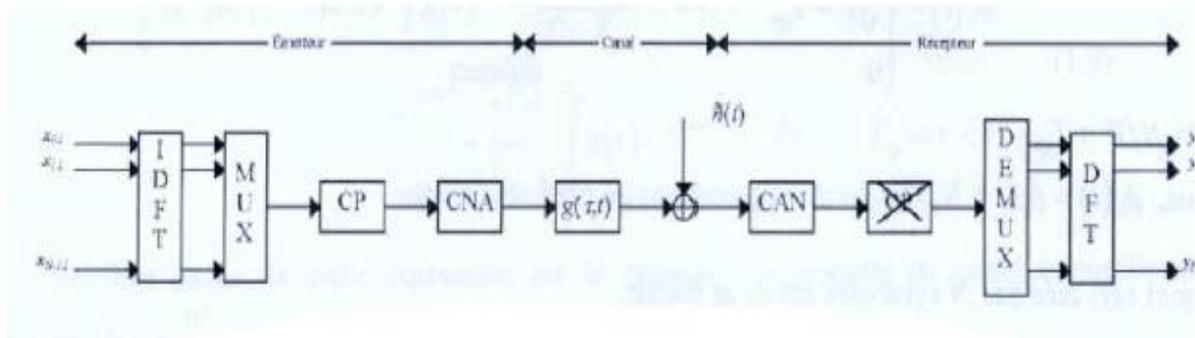


Figure II-3 Schéma d'un modulateur /démodulateur OFDM

Nous savons que la transformée de Fourier discrète (et son inverse) conserve le caractère gaussien d'un signal. Donc si le bruit d'observation \tilde{b} est gaussien, sa transformée de Fourier inverse b est aussi gaussienne. Nous notons aussi que, comme les coefficients temporels du canal \tilde{h}_l suivent une distribution gaussienne complexe, alors les coefficients fréquentiels du canal ($h(f)$) suivant également une distribution gaussienne avec une fonction d'autocorrélation donnée par :

$$\begin{aligned} \gamma h(\Delta f) &= E(h(f + \Delta f) * h(f)) \\ &= \exp\left(i2\pi \frac{\Delta f(N_p - 1)}{L + 1}\right) \frac{\sin\left(2\pi \frac{\Delta f N_p}{L + 1}\right)}{\sin\left(2\pi \frac{\Delta f}{L + 1}\right)} \end{aligned} \quad (II.3)$$

Avec N_p le nombre de sous porteuses.

II.3 La notion d'orthogonalité

La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulation multi-porteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les sous-porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoindrir l'encombrement spectral. Cependant, pour que ce recouvrement n'ait pas d'effet néfaste, les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel. [11] La minimisation de l'ISI s'accompagne malheureusement d'un nouveau terme d'interférence, l'interférence inter-porteuse (ICI). Elle résulte de la difficulté à séparer parfaitement les informations transmises simultanément sur différentes sous-porteuses.

La solution préconisée dans les premiers systèmes FDM pour limiter le recouvrement entre les sous-porteuses était l'augmentation de l'espacement entre les bandes occupées par chacune d'entre elles. Cette solution n'est cependant pas optimale en termes d'occupation spectrale en formant un multiplex fréquentiel souvent deux fois plus importante que dans le cas d'un système mono-porteuse. Il est possible de maintenir une haute efficacité (spectrale en formant un multiplex fréquentiel) de telle sorte que les spectres des sous-porteuses se recouvrent en s'assurant que les spectres des sous-porteuses forment une base de fonctions orthogonales.

Les contraintes d'orthogonalités sont définies d'un point de vue temporel et fréquentiel.

Soit un ensemble

$$f_k = f_0 + k\Delta_f \quad (\text{II.4})$$

$\forall k$ appartient à $[0, \dots, N_p - 1]$,

Où f_0 est la fréquence porteuse origine, Δ_f représente l'écart entre deux sous-porteuses consécutifs et N_p le nombre de sous-porteuses. Une base de signaux élémentaires $\psi_{j,k}(t)$ se définit par :

$$\psi_{j,k}(t) = g(t - jT_u) e^{-2i\pi f_k t} \quad (\text{II.5})$$

Où $k \in [0, \dots, N_p - 1]$, $j \in \mathbb{Z}$ et $g(t)$ est une fonction quelconque définie sur $[0, T_u[$ appelée fonction de mise en forme. Ces signaux élémentaires forment une base orthogonale si le produit scalaire de deux signaux élémentaires $\psi_{j,k}(t)$ et $\psi_{j',k'}(t)$ est égale à :

$$(\psi_{j,k}(t), \psi_{j',k'}(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{j,k}(t) \psi_{j',k'}(t) dt = E_{\psi} \delta_{j,j'} \delta_{k,k'} \quad (\text{II.6})$$

Où E_ψ est l'énergie de la fonction et $\delta_{l,m}$ désigne le symbole de kronecker :

$$\delta_{l,m} = \begin{cases} 1 & \text{si } l = m \\ 0 & \text{si } l \neq m \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Suivant le choix de $g(t)$ et de Δ_f , le resultat du produit scalaire de l'équation (II.6) entraine une orthogonalité des fonctions $\psi_{j,k}(t)$ en temps (indices j et j') et en fréquence (Indice k et k').

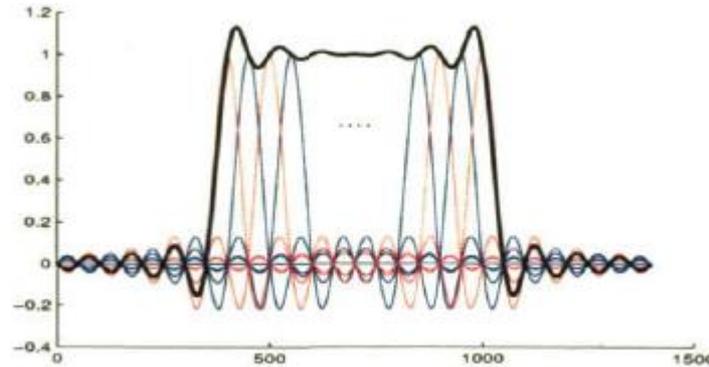


Figure II-4 Spectre du signal OFDM.

II.3.1 L'orthogonalité temporelle

Elle se traduit par des contraintes sur le choix de la fonction de mise en forme $g(t)$, une liste détaillée de fonctions présentant leurs avantages, leurs inconvénients et leurs applications existent dans la littérature [22]. On peut citer la fonction cosinus, associée à une modulation MSK, la fonction racine de cosinus surélevé, retenue pour le projet DVB, la fonction de kucky ou encore la forme IOTA qui repose sur la théorie des ondelettes. La fonction porte s'avère être la plus fréquemment employée pour sa simplicité de mise en œuvre. Elle consiste en un fenêtrage rectangulaire des symboles OFDM :

$$g(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq Tu, \\ 0 & \text{ailleurs.} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

II.3.2 L'orthogonalité fréquentielle

La condition d'orthogonalité fréquentielle se dérive de l'équation (II.6) en considérant n'importe quel jeu de sous-porteuses consécutives k et $k+1$. On obtient ainsi :

$$(\psi_{j,k}(t), \psi_{j',k'}(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{jk}(t) \psi_{j',k'}(t) dt = 0 \quad \forall k. \quad (\text{II.9})$$

Dans le cas d'une fonction porte $\Pi(t)$ on obtient :

$$(\psi_{j,k}(t), \psi_{j',k'}(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Pi(tT_u - j) e^{2i\pi f_k t} \Pi(t - jT_u) e^{2i\pi f_{k+1} t} dt = 0 \quad \forall k \quad (\text{II.10})$$

Malgré le recouvrement spectral des porteuses, il doit être possible à tout instant de discriminer deux porteuses voisines pour récupérer les symboles. Cela conduit à un écart inter-fréquentiel minimal, dépendant de la forme d'onde retenue pour la génération de la trame OFDM, en dessous duquel la séparation des symboles ne peut plus être assurée. Afin de réduire au minimum le spectre de fréquence utilisé, la majorité des systèmes employant l'OFDM choisissent comme espace inter-fréquentiel cet écart minimal admissible entre deux porteuses. Dans le cas que nous avons retenu, celui de la fonction porte, il est défini par :

$$\Delta_f = \frac{1}{T_u} \quad (\text{II.11})$$

II.4 Modélisation matricielle de la modulation OFDM

Nous allons maintenant développer la modélisation matricielle de la modulation OFDM. La démarche logique nous fait partir d'une modélisation temporelle complète de laquelle nous tirons une modélisation fréquentielle. Nous ne modélisons ici que la partie modulation/démodulation OFDM et l'effet du canal. Nous ne prenons pas en compte dans ce modèle ni le codage du canal ni l'entrelacement.

Rappelons tout d'abord le principe de la modulation OFDM, en partant des symboles à envoyer ; elle se déroule en deux parties voir figure (II.3) :

1. Nous effectuons la transformée de Fourier discrète inverse pour passer du domaine fréquentiel au domaine temporel.
2. Nous ajoutons le préfixe cyclique.

Ensuite, après passage dans le canal convolutif et ajout du bruit blanc gaussien, la démodulation se fait également en deux parties :

1. Nous supprimons le préfixe cyclique.

2. Nous effectuons une transformée de fourrier discrète afin de ramener le signal reçu domaine temporel au domaine fréquentiel.

Nous arrivons à deux modélisations, une dans le domaine temporel et l'autre dans le domaine fréquentiel.

II.4.1 Dans le domaine temporel

Partons donc des signaux en sortie de l'entrelaceur. Ces signaux échantillonnés $\{x(f)\}; f \in [0, N_p - 1]$ peuvent être de n'importe quel type et ceci ne change rien à la suite du problème.

II.4.2 Modulation

Commençons par stocker les signaux envoyés dans un symbole OFDM dans une vectrice colonne. $x = [x(0), \dots, x(N_p - 1)]^T$ Nous appellerons ce vecteur un symbole OFDM.

II.4.2.1 Transformé de Fourier inverse

Commençons par rappeler la formule de la transformée de Fourier inverse :

$$x(l) = \sum_{f=0}^{N_p-1} x(f) \exp(j2\pi \frac{lf}{N}); l \in [0, N_p - 1] \quad (\text{II.12})$$

Pour simplifier les notations, nous supposons que les signaux dans les domaines temporel et fréquentiel sont de même taille N_p . Le cas ou les deux signaux sont différents se traite très bien en remplissant avec des zéros le signal le plus petit.

Sous forme matricielle la transformée de Fourier de la séquence $\{x(f)\}; f \in [0, N_p - 1]$ en la séquence $\{\tilde{x}(l)\}_{l \in [0, N_p - 1]}$ est :

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}(0) \\ \vdots \\ \tilde{x}(l) \\ \vdots \\ \tilde{x}(N_p - 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & \dots & 1 \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 1 & \dots & \exp(j2\pi \frac{(f)(l)}{N_p}) & \dots & \exp(j2\pi \frac{(N_p-1)(l)}{N_p}) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 1 & \dots & \exp(j2\pi \frac{(f)(N_p-1)}{N_p}) & \dots & \exp(j2\pi \frac{(N_p-1)(N_p-1)}{N_p}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ \vdots \\ x(l) \\ \vdots \\ x(N_p - 1) \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Donc $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{F}\mathbf{x}$ (II.14)

Dans la suite du manuscrit, nous noterons

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & \dots & 1 \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 1 & \dots & \exp(j2\pi \frac{(f)(l)}{N_p}) & \dots & \exp(j2\pi \frac{(N_p-1)(l)}{N_p}) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 1 & \dots & \exp(j2\pi \frac{(f)(N_p-1)}{N_p}) & \dots & \exp(j2\pi \frac{(N_p-1)(N_p-1)}{N_p}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$\text{et } \tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}(0), \dots, \tilde{x}(N_p - 1)]^T. \quad (\text{II.16})$$

II.4.2.2 Ajout du préfixe cyclique

L'étape suivante est l'ajout du préfixe cyclique de taille N_c . Cet ajout va donc nous amener d'un signal de taille N_p à un signal de taille $N_p + N_c$ et nous permettra de supprimer les effets d'un canal de taille inférieure à $L = N_c + 1$.

Dans le mémoire nous supposons que le canal temporel est de taille $= N_c + 1$. Nous ne traiterons pas le cas où le canal est plus dispersif en temps que la durée du préfixe cyclique de plus dans le cas où le canal est de taille inférieur à $N_c + 1$ nous remplissons le canal avec des zéros. Ainsi nous allons utiliser une matrice \mathbf{U} de taille $(N_p + N_c) * (N_p)$ de la forme :

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_c * (N_p - N_c)} & \mathbf{I}_{N_c} \\ \mathbf{I}_{N_p} & \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Le signal à la sortie de l'émetteur étant \mathbf{z} , nous obtenons alors :

$$\mathbf{z} = \mathbf{U}\tilde{\mathbf{x}} \quad (\text{II.18})$$

II.4.3. Effet du canal

Nous savons que nous sommes en présence d'un canal sélectif en fréquence. La convolution peut donc se modéliser pour le signal échantillonné au rythme des symboles \mathbf{x} par

$$h(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)z(k - l). \quad (\text{II.19})$$

Comme il n'y a pas d'interférence entre deux symboles OFDM successifs grâce au préfixe cyclique de taille supérieure ou égale à celle de la dispersion du canal, la convolution peut être vue comme la multiplication par une matrice carré. Sous forme matricielle, cette convolution correspond à la multiplication par la matrice, $\tilde{\mathbf{H}}_1$ de taille $(N_p + N_c) * (N_p + N_c)$ et de la forme

$$\tilde{\mathbf{H}}_1 = \begin{bmatrix} \tilde{h}(0) & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}(N_c) & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & \tilde{h}(N_c) & \dots & \tilde{h}(0) \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

En ajoutant les effets du bruit blanc gaussien nous obtenons alors :

$$\tilde{\mathbf{w}} = \tilde{\mathbf{H}}_1 \mathbf{z} + \tilde{\mathbf{b}} \quad (\text{II.21})$$

ou $\tilde{\mathbf{b}}$ est un vecteur de bruit blanc gaussien indépendant de puissance σ_b^2 . [23]

II.4.4 Démodulation

Reprenons les deux étapes de la démodulation. La première est la suppression du préfixe cyclique. La seconde partie consistera en une transformée de Fourier discrète.

II.4.4.1 Suppression du préfixe cyclique

Commençons par définir la matrice de suppression de préfixe cyclique, \mathbf{V} , de taille $(N_p) \cdot (N_p + N_c)$ de la manière suivante :

$$\mathbf{V} = [\mathbf{0} \quad \mathbf{I}_{N_p}] \quad (\text{II.22})$$

II.4.4.2 Transformée de Fourier

Pour finir de démoduler le signal il ne nous reste plus qu'à prendre la transformée de Fourier du signal. Notons que $\mathbf{F}^{-1} = \mathbf{F}^+$. Nous obtenons alors :

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}^+ \mathbf{V} \tilde{\mathbf{w}} \quad (\text{II.23})$$

II.4.4.3 Model final

Nous pouvons alors concaténer toutes ces étapes de façon à obtenir :

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}^+ \mathbf{V} (\tilde{\mathbf{H}}_1 \mathbf{U} \mathbf{F} \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{b}}) \quad (\text{II.24})$$

ou encore

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}^+ \mathbf{V} \tilde{\mathbf{H}}_1 \mathbf{U} \mathbf{F} \mathbf{x} + \mathbf{F}^+ \mathbf{V} \tilde{\mathbf{b}} \quad (\text{II.25})$$

Nous nommerons modélisation temporelle la modélisation s'arrêtant avant la transformée de Fourier ce qui nous amène à :

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{b}} \quad (\text{II.26})$$

En notant $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{F}\mathbf{y}$, $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{F}\mathbf{x}$ et $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{V}\tilde{\mathbf{H}}_1\mathbf{U}$. et que $\mathbf{V}\tilde{\mathbf{b}}$ étant une restriction du vecteur bruit \mathbf{b} , qui est gaussien, il est lui-même gaussien. Nous ne ferons pas de distinction de notation entre $\mathbf{V}\tilde{\mathbf{b}}$ et \mathbf{b} et utiliserons le contexte pour séparer les deux cas. La sous-section suivante présente une simplification de $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{V}\tilde{\mathbf{H}}_1\mathbf{U}$.

$$\text{Avec } \tilde{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \tilde{y}(0) \\ \vdots \\ \tilde{y}(N_p - 1) \end{bmatrix}, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x(0) \\ \vdots \\ x(N_p - 1) \end{bmatrix}, \mathbf{b} = \begin{bmatrix} b(0) \\ \vdots \\ b(N_p - 1) \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} h(0) & 0 & \dots & 0 & \tilde{h}(N_c) & \dots & \tilde{h}(0) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}(N_c) & & & & & & \tilde{h}(0) \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ \vdots & & & & & & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & \tilde{h}(N_c) & \dots & \tilde{h}(0) \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Cette modélisation n'est pas utilisée pour l'estimation des symboles. En effet elle impose d'inverser la matrice \mathbf{H} de taille $N_p \cdot N_p$.

II.4.5 Dans le domaine fréquentiel

Partons alors de l'équation (II.25) du model de signal temporel, nous allons chercher à simplifier les deux partie du modèle.

II.4.6 Simplification de $\mathbf{F}^+\mathbf{V}\tilde{\mathbf{b}}$

Nous savons que \mathbf{b} est un vecteur aléatoire gaussien. Nous pouvons alors directement en déduire que $\mathbf{V}\tilde{\mathbf{b}}$, qui est une extraction de \mathbf{b} , sera également un vecteur de variable aléatoire gaussiennes indépendantes. Nous savons aussi que la transformée de Fourier (et son inverse) d'un vecteur gaussien donne un vecteur gaussien. De plus, si le nombre d'éléments dans les deux espaces sont les même, alors l'indépendance du vecteur initial est gardée par la transformée de Fourier (et son inverse). Nous noterons alors $\mathbf{b} = \mathbf{F}^+\mathbf{V}\tilde{\mathbf{b}}$ et en utilisant la formule de Parseval on montre que la puissance de la sonorité vaut :

$$\sigma_b^2 = N_p \sigma_{\tilde{\mathbf{b}}}^2 \quad (\text{II.29})$$

II.4.7 Simplification de $\mathbf{F}^+ \mathbf{V} \mathbf{H}_1 \mathbf{U} \mathbf{F}$

Commençons par étudier la forme de la matrice $\mathbf{H} = \mathbf{V} \tilde{\mathbf{H}}_1 \mathbf{U}$. Nous trouverons la définition des matrices $\mathbf{V}, \tilde{\mathbf{H}}_1$ et \mathbf{U} aux équations (II.22), (II.20), (II.17). Du fait des dimensions des matrices, nous pouvons commencer par poser le fait que $\tilde{\mathbf{H}}$ est de taille $N_p \cdot N_p$. De façon directe, nous pouvons alors déterminer que la forme de $\tilde{\mathbf{H}}$ est :

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \tilde{h}(0) & 0 & \dots & 0 & \tilde{h}(N_c) & \dots & \tilde{h}(0) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}(N_c) & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \tilde{h}(0) \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & \tilde{h}(N_c) & \dots & \tilde{h}(0) \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

La matrice (II.30) est circulaire ce qui implique qu'elle est diagonalisée par la transformée de Fourier [24].

Ceci nous donne le fait que $\mathbf{H} = \mathbf{F}^+ \mathbf{H} \mathbf{F}$ est une matrice diagonale dont les éléments sont ceux de la réponse en fréquence du canal. Soit $\mathbf{H} = \text{diag}(\{h(f)\}, f \in [0, N_p - 1])$ avec

$$h(f) = \mathbf{F}(h(l)), \text{ ou } \mathbf{F}(h(l)) = \sum_{l=0}^{N_p-1} h(l) \exp(-i2\pi \frac{fl}{N_p}) \text{ avec } l \in [0, N_p - 1]. \quad (\text{II.31})$$

Les mêmes causes et justifications que pour le vecteur \mathbf{b} gouvernent les lois de probabilité des éléments de la matrice \mathbf{H} .

II.4.8 Modèle complet

Comme $\tilde{\mathbf{H}}$ est une matrice circulaire, par transformée de Fourier discrète d'ordre N_p nous obtenons le modèle équivalent :

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ \vdots \\ y(N_p - 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(0) & & \\ & \ddots & \\ & & h(N_p - 1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ \vdots \\ x(N_p - 1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x(0) \\ \vdots \\ x(N_p - 1) \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Nous retrouvons donc de manière très simple l'indépendance entre les sous-porteuses et nous pouvons alors écrire le modèle (II.32) sous la forme du système d'équations :

$$\begin{cases} y(0) = h(0)x(0) + b(0) \\ \vdots \\ y(N_p - 1) = h(N_p - 1)x(N_p - 1) + b(N_p - 1) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

II.5 Effet des décalages de fréquence

L'OFDM est très sensible au décalage fréquentiel à cause de l'orthogonalité des porteuses. En cas de décalage en fréquence, même faible, on récupère sur la i ème sortie de la FFT des données issues de toutes les fréquences porteuses. C'est l'interférence entre porteuses ICI.

Si le décalage est important, la récupération du signal OFDM est impossible.

Si le décalage est faible, cela va se traduire par un ajout de bruit sur les symboles et donc par une dégradation du taux d'erreurs binaire. Dans cette sous-section, nous allons modéliser l'effet des décalages en fréquence [25]. En effet, l'indépendance des oscillateurs locaux empêche d'avoir une fréquence identique pour tous les émetteurs. Ceux-ci vont alors avoir des décalages en fréquence notés Δf_t par rapport à la fréquence porteuse commune où t est l'indice de l'émetteur.

Nous modélisons l'effet des décalages en fréquence en sortie du modulateur par la multiplication dans le domaine temporel du signal émis par $\exp(j2\pi \frac{\Delta f_t l}{N_p})$, où l est l'instant temporel considéré. Comme les décalages en fréquence vont être différent pour chaque utilisateur nous ne pouvons pas modéliser leur effet comme une multiplication matricielle du signal émis à un des points du système présenté par le système d'équation (II.25). Le seul cas où nous pouvons faire cette modélisation est lorsque les différents émetteurs ont des décalages en fréquences identiques.

Nous reprenons la démarche de l'article [26] pour décrire les effets des décalages en fréquences. C'est à dire que nous commençons par traiter le cas d'une seule sous-porteuse active. Ensuite, nous passons au cas multi-porteuses, mono-utilisateur aze mono-capteur. En fin nous étendons au cas multi-utilisateurs multi-récepteurs.

II.5.1 Cas mono-utilisateur avec décalage en fréquence

II.5.1.1 Cas mono-porteuse

Nous commençons par trouver l'influence d'un décalage en fréquence dans un cas mono-utilisateur mono-porteuse.

Soit la sous-porteuse $f_e \in [0, N_p - 1]$. Après la transformée de Fourier discrète inverse, le signal temporel émis par la sous-porteuse f_e sera de la forme :

$$\tilde{x}(l) = x(f_e) \exp(j2\pi \frac{f_e l}{N_p}) \quad l \in [0, N_p - 1] \quad (\text{II.34})$$

Nous modélisons alors l'effet du décalage en multipliant par le terme $\exp(j2\pi \frac{\Delta f l}{N_p})$, ou Δf représente le décalage temporel entre l'émetteur et le récepteur. Nous prendrons alors la transformée de Fourier discrete de l'ensemble des échantillons reçus pour nous ramener au signal reçu en absence de bruit et autre effet du canal.

$$\begin{aligned} y(f_r) &= \sum_{l=0}^{N_p-1} \tilde{x}(l) \exp(j2\pi \frac{\Delta f l}{N_p}), \exp(-j2\pi \frac{f_r l}{N_p}) \\ &= x(f_e) \exp \left[j\pi (f_e + \Delta f - f_r) \left(1 - \frac{1}{N_p} \right) \right] \frac{\sin(\pi (f_e + \Delta f - f_r))}{\sin(\frac{\pi}{N_p} (f_e + \Delta f - f_r))} \end{aligned} \quad (\text{II.35})$$

Avec $f_e \in [0, N_p - 1]$ représentant les différentes sous-porteuses d'émission et $f_r \in [0, N_p - 1]$ représentant les différentes sous-porteuses de réception. Le passage entre les deux lignes se fait en considérant la première équation comme une suite géométrique de raison $\exp(j2\pi \frac{f_e + \Delta f - f_r}{N_p})$

Dans le cas de $\Delta f = 0$, $f_e - f_r$ est entier et $y(f_r)$ se réduit à $x(f_e)$ pour $f_r = f_e$ et à 0 si $f_r \neq f_e$. Nous voyons alors le problème se dissiper. En effet la sous-porteuse f_e de l'émetteur ne va pas simplement influencer la sous-porteuse $f_r = f_e$ au récepteur mais également toute autre sous-porteuse. L'axe des abscisses est gradué en qualité de décalage en fréquences (Δf). Nous remarquons que l'effet, dans ce cas revient à décaler l'ensemble des sous-porteuses sans avoir d'interférences entre les sous-porteuses.

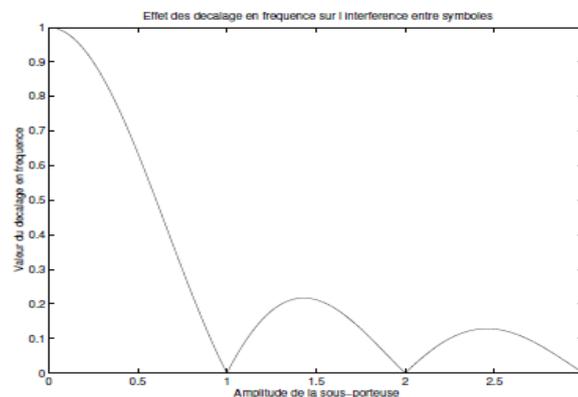


Figure II-5 Effet de décalage de fréquence sur l'interférence entre sous-porteuses.

II.5.1.2 Cas multi-porteuses

Nous étendons notre système à un ensemble multi-porteuses. Equation (II.34) devient

$$\tilde{x}(l) = \sum_{f_e=0}^{N_p} x(f_e) \exp j 2\pi \frac{f_e l}{N_p} \text{ toujours avec } [0, N_p - 1] \text{ .(II.36)}$$

En réutilisant (II.25) nous obtenons alors dans le cas multi-porteuses un signal démodulé de la forme :

$$y(f_r) = \sum_{f_e=0}^{N_p-1} x(f_e) \exp \left[j\pi(f_e + \Delta f - f_r) \left(1 - \frac{1}{N_p} \right) \right] \frac{\sin(\pi(f_e + \Delta f_l - f_r))}{\sin(\frac{\pi}{N_p}(f_e + \Delta f_l - f_r))} \quad (\text{II.37})$$

Nous voyons que les sous-porteuses ne sont plus indépendantes les unes des autres mais qu'elles sont reliées par une relation linéaire de paramètre le décalage en fréquence.

Dans le chapitre suivant nous allons étendre l'étude dans le cas de plusieurs utilisateurs.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la modulation OFDM en fin de comprendre ses principes et ses atouts.

Ainsi on remarque qu'une énorme étude a été effectuée depuis 40 ans afin de rendre les modulations multi-porteuses attractives pour le marché des télécommunications sans fil. C'est surtout grâce à la version OFDM (à base de FFT) des modulations multi-porteuses que le décollage a pu avoir lieu en réduisant de façon drastique la complexité des modulateurs. L'OFDM a apporté une solution aux problèmes d'égalisation mais les débits théoriques en termes de transmission sont encore loin d'être atteints faute d'algorithmes de codage/décodage à complexité réduits. De même que l'effet de décalage en fréquence reste un effet négatif sur cette technique qui faut combattre.

III. LES SYSTEMES OFDM MULTI-UTILISATEURS

III.1 Introduction

Nous avons vu dans le chapitre 2 que le multiplexage par répartition orthogonale en fréquence (Orthogonal Frequency Division Multiplexing ou OFDM) est une technique de modulation multi-porteuses à base de transformée de Fourier rapide. D'un point de vue implémentation numérique, les systèmes OFDM transmettent les données par blocs ; le flux originel de données de débit R est multiplexé en N flux parallèles de débit R/N . Il s'agit bien d'un multiplexage fréquentiel puisque les données sont transmises sur N canaux différents. Afin d'effectuer cette transmission, au lieu de transmettre les données en série comme le font les systèmes mono-porteuses, le système OFDM transmet les données par bloc en introduisant aux informations utiles de la redondance (appelée intervalle de garde) dont la structure cyclique permet, à l'aide de transformées de Fourier, une inversion simple (scalaire) du canal de propagation.

Grace à son avantage de combattre les multi-trajets en rendant un canal sélectif en fréquence en plusieurs sous canaux non sélectifs en fréquence, l'OFDM est devenue une technique de modulation incontournable dans les systèmes multiaccès ou multiutilisateurs et surtout dans les systèmes de 3^{ième}, 4^{ième} et future 5^{ième} génération de la téléphonie mobile.

III.2 Les systèmes multiutilisateurs

Il existe différents techniques d'accès multiples, ces derrières sont caractérisés par quelques points suivant :

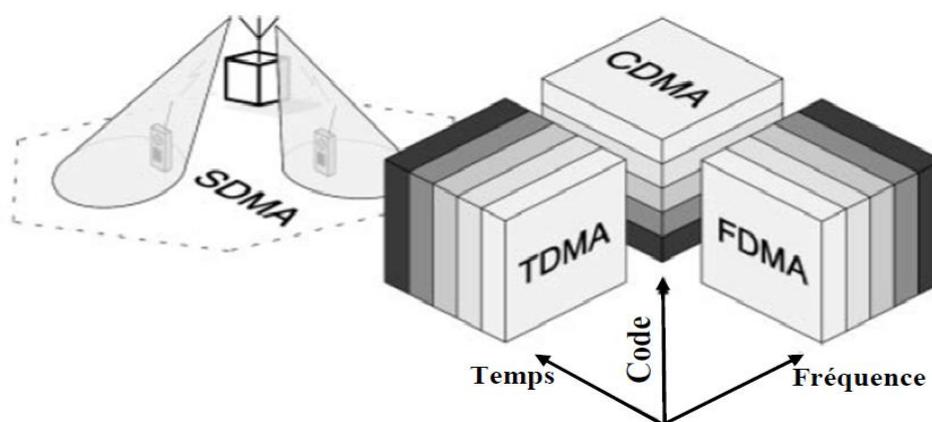


Figure III-1 Différentes techniques d'accès multiples [8]

- ✓ Les systèmes d'accès multiples sont basés sur l'orthogonalité des signaux.
- ✓ Le signal radio électrique est fonction de la fréquence, du temps et du code de l'utilisateur :

$$s(f, c) = s(f, t)c(t) \quad (\text{III.1})$$

$s(f, t)$ est fonction de la fréquence et du temps, $c(t)$ est fonction du code

- FDMA : Utilise différentes fréquences pour transmettre un signal
- TDMA : Intervalles de temps distincts (time slot)
- CDMA : Différent codes
- SDMA : Secteurs séparables spatialement

Le FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) fractionne l'accès au médium par un partage en fréquence de la bande allouée.

Le TDMA (*Time Division Multiple Access*) partage l'accès au médium dans le temps.

Le CDMA (*Carrier Division Multiple Access*) permet un accès multiple en code.

Le SDMA : Dans cette technique on attribue à chaque utilisateur (ou groupe d'utilisateurs) un secteur qui lui est propre. Le faisceau radioélectrique est dirigé uniquement vers l'utilisateur j considéré à l'aide de coefficients de pondérations d'un système à base de réseau d'antennes adaptatif (intelligent).

- ✓ Pour encore augmenter le nombre d'utilisateur par bande de fréquence ou par intervalle de temps, par code ou par espace on peut combiner les différents types d'accès, exemple FDMA+TDMA, FDMA+CDMA, FDMA+SDMA, TDMA+SDMA, TDMA+CDMA, CDMA + SDMA..., FDMA+TDMA+SDMA,....

III. 2.1 La FDMA

Le FDMA ou AMRF : est la technique la plus ancienne où les utilisateurs se partagent la bande passante du canal alors divisée. Chaque utilisateur se voit allouer une fréquence porteuse différente. La figure (III.2) illustre le principe de répartition en fréquence du FDMA.

Il peut alors émettre en continu dans sa bande de fréquence propre. La largeur de la bande étant plus réduite que la bande totale autorisée, elle permet à cette technique d'être moins sensible aux interférences. Son inconvénient majeur est le manque de souplesse pour la réalisation d'un

débit variable. Le nombre d'utilisateurs est fixé par le nombre de synthétiseurs de fréquence implantés dans le système.

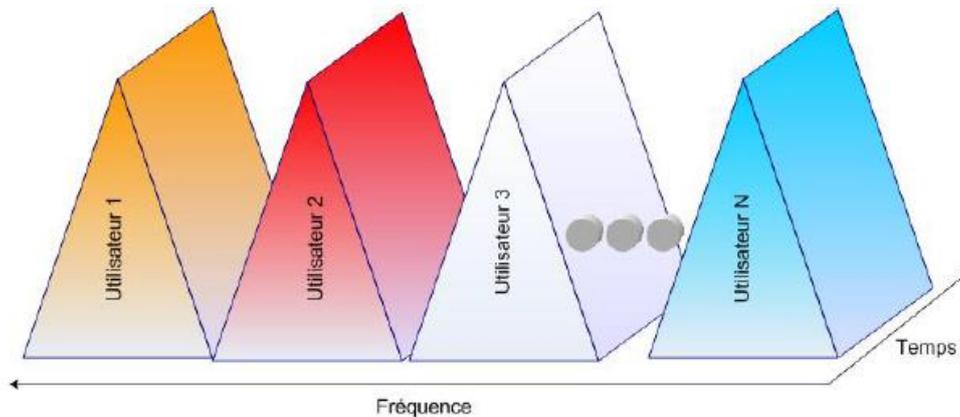


Figure III-2 Représentation temps –fréquence du FDMA

Cette méthode est simple et consiste à diviser la bande de fréquence en N_U sous bandes disjointes et à allouer une sous bande à chaque utilisateur (Figure III.3).

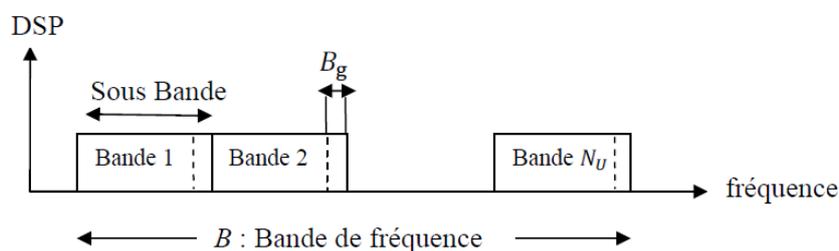


Figure III-3 Principe du multi-accès FDMA

Si on introduit la largeur totale de la bande de fréquence disponible B , chaque utilisateur peut idéalement disposer d'une sous bande de largeur :

$$B_s = \frac{B}{N_U} \quad (III.2)$$

La méthode FDMA est utilisée dans de nombreux systèmes de transmission.

La difficulté majeure de mise en œuvre réside dans la séparation des différentes sous bandes de fréquence [27]. En pratique ces dernières ne peuvent pas être jointives et sont séparées par un intervalle de garde ou bande de garde de largeur spectrale B_g .

Le nombre réel N'_U d'utilisateurs qui peuvent partager la bande B est alors inférieur au nombre idéal N_U et s'obtient au moyen de l'équation suivante :

$$B = N'_U B_s + (U'_U - 1) B_g \quad (\text{III.3})$$

Si l'on considère aussi les intervalles de garde aux extrémités de la bande de fréquence l'équation précédente devient :

$$B = N'_U B_s + (N'_U + 1) B_g \quad (\text{III.4})$$

III.2.2 Le TDMA

Contrairement à la méthode précédente où chaque utilisateur travaille sur une porteuse différente, le TDMA ou AMRT utilise ici une fréquence fixe, son émission est alors restreinte à des intervalles de temps prédéfinis.

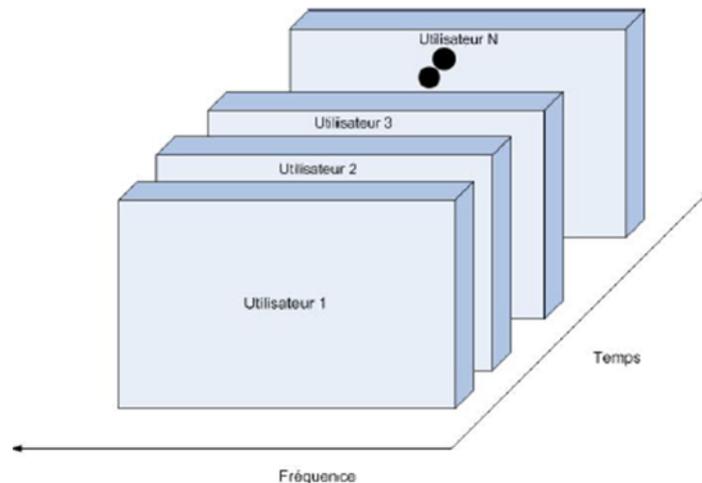


Figure III-4 Représentation temps –fréquence du TDMA

Le temps est ainsi découpé en intervalles de longueurs fixes ou « Slots ». Nous ne pouvons pas émettre en continu, mais seulement à certains instants définis de façon périodiques, la transmission se faisant en rafales, le débit est plus grand que pour le FDMA mais entraîne une sensibilité plus importante aux interférences (un retard peut dégrader l'intervalle de temps suivant). Son inconvénient principal est la nécessité d'une synchronisation entre tous les utilisateurs avec une horloge commune.

Donc la technique TDMA décompose une ressource en sous canaux allouables à différents utilisateurs en définissant une durée de trame T_t [28], cette dernière est décomposée en N_U intervalles appelés times slots de durée $T_s = \frac{T_t}{N_U}$ figure(III.5).

Chaque utilisateur qui veut transmettre des données alloue un time slot particulier dans chaque trame. Ce système est fréquemment utilisé pour les transmissions radio de voix et de données.

Dans les systèmes de radiocommunications avec les mobiles fonctionnant en TDMA, une des principales difficultés réside dans le fait qu'il faut synchroniser, sur la même horloge, l'ensemble des terminaux et qu'il faut éviter que les paquets de données (burst) émis par deux terminaux qui utilisent des times slots adjacents, ne se recouvrent pas, même partiellement, à l'arrivée à la station de base. Pour éviter ce type de problème, il faut prévoir un intervalle de garde de durée T_g , ce qui revient à avoir une durée du time slot supérieure à la durée du burst émis.

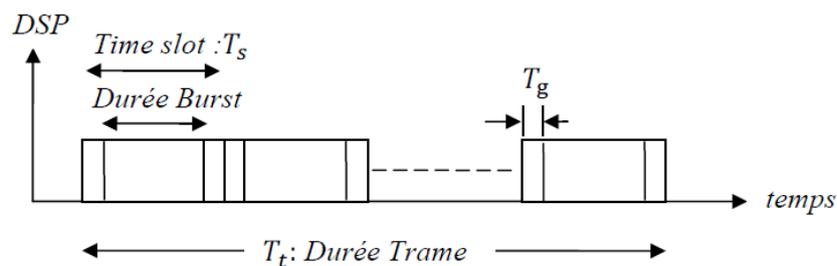


Figure III-5 Principe du multi-accès TDMA

III.2.3 Le CDMA

La technique du CDMA ou AMRC : est une technique de multiplexage plus récente que le TDMA et la FDMA [29]. Dans cette technique, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels (Figure III.6).

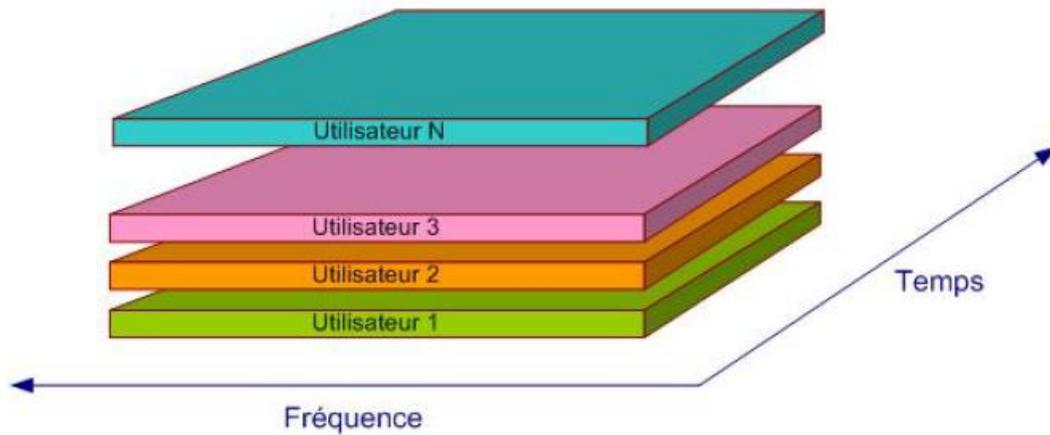


Figure III-6 Représentation temps / fréquence du CDMA

Avec la méthode CDMA, tous les utilisateurs ont accès simultanément à la totalité de la bande passante, ils sont distingués à la réception grâce à des codes distincts pour chacun d'entre eux. Cette technique permet de multiplexer des informations sur un seul support de manière synchrone ou asynchrone. Il s'agit, dans ce cas, d'affecter à chaque émetteur un code (Figure III.7) qui lui permet de transmettre des informations en évitant d'interférer avec les messages provenant d'autres utilisateurs. La réduction des interférences d'accès multiple (IAM) n'est obtenue que dans le cas de l'utilisation de séquences de codes strictement orthogonaux.

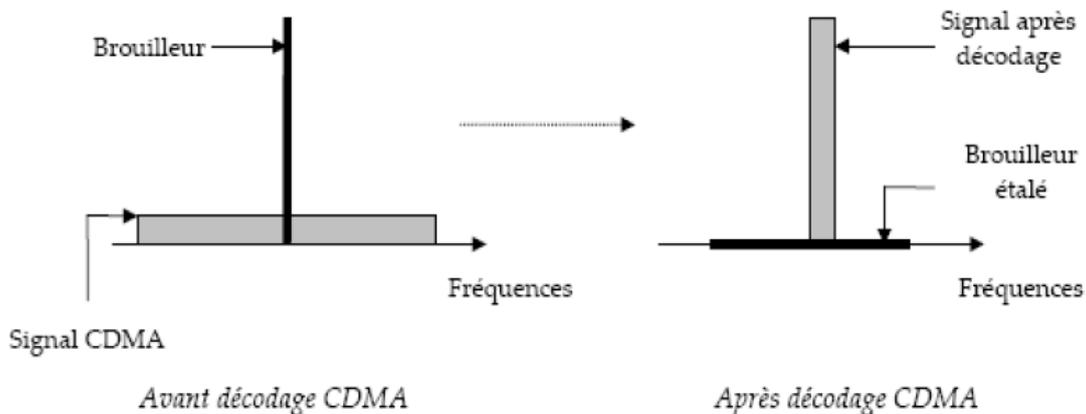


Figure III.7 Effet de l'étalement de spectre sur la présence d'un brouilleur.

Historiquement, le CDMA est issu de programmes de recherche militaires qui avaient pour but de protéger les transmissions d'information contre le brouillage, c'est à dire une forme d'interférence volontaire. Le CDMA, étant une méthode de multiplexage à étalement de spectre, le brouillage efficace doit se faire sur toute la bande de fréquence utilisée, ce qui n'est pas envisageable car cela consommerait une puissance colossale. Dans les applications civiles, la résistance à un brouillage intentionnel n'est pas un critère déterminant dans le choix de la technologie de multiplexage. On cherche cependant à rendre le système de communication

résistant à des interférences non volontaires : les interférences entre utilisateurs, les interférences liées à des phénomènes de réflexion et la présence d'un bruit additif. Le premier type d'interférences est bien toléré par le CDMA, par construction, puisque les codes utilisés sont faiblement corrélés.

III.3 Effet de décalage en fréquence dans le cas de plusieurs utilisateurs

III.3.1 Présentation du système

On considère la voie descendante d'un système de communication sans fil basé sur une transmission OFDM avec une station de base et des terminaux mobiles [30]. Notre système comporte :

- K usagers, soit R_k ($k : 1 \dots K$) le débit du $k^{ème}$ utilisateur exprimé en Bits/seconde.
- N sous porteuses sur lesquelles les données sont modulées. Un utilisateur peut allouer un ensemble de ces sous-porteuses.

Le principe de la modulation OFDM consiste à répartir aléatoirement des symboles de durée T_u (temps symbole utile) sur différentes porteuses modulées en QPSK ou QAM (selon le compromis robustesse / débit).

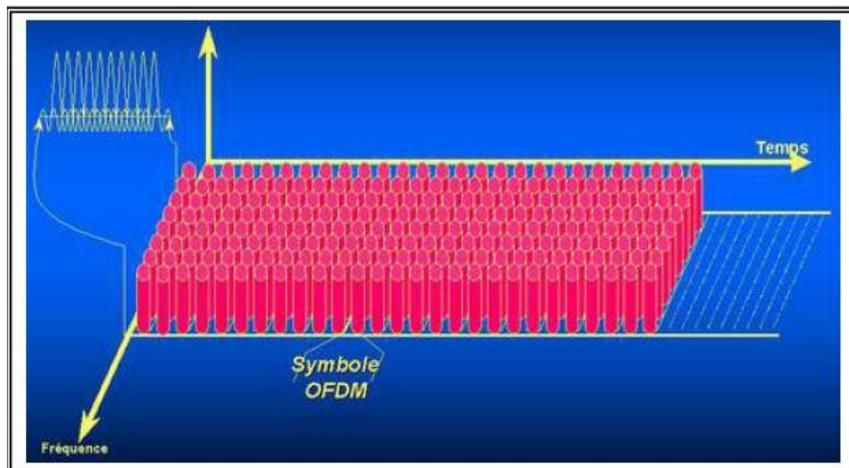


Figure III.8 Symboles OFDM

L'OFDM découpe le canal en cellule selon les axes du temps et de fréquence (Figure III.8). Le canal est alors constitué d'une suite de sous bandes de fréquence et d'une suite de segments temporels. A chaque cellule fréquence/temps est attribuée une porteuse dédiée. On va donc répartir l'information à transporter sur l'ensemble de ces porteuses, modulée chacune à faible

débit par une modulation du type QPSK ou QAM. Un symbole OFDM comprend l'ensemble des informations contenues dans l'ensemble des porteuses à un instant t . Chacune des porteuses est orthogonale à la précédente.

III.3.2 Le décalage en fréquence.

Nous avons vu dans la section II.5.1 le décalage en fréquence dans le cas multi-porteuses et avec un seul utilisateur. Cette section du présent chapitre va traiter le cas général d'un décalage en fréquence dans le cas multiutilisateur et multi-porteuses.

Comme l'effet du canal des utilisateurs et des décalages en fréquence sont linéaires, nous pouvons facilement ajouter ces effets dans un système multiutilisateurs multi-capteurs avec N_T nombre d'émetteur ; N_R nombre de récepteur et N_p le nombre de sous porteuses.

De l'équation (II.26) nous pouvons obtenir alors pour la relation entrée sortie du système, un seul récepteur et plusieurs émetteurs, la relation linéaire suivante :

$$y(f_r, r) = \sum_{f_e=0}^{N_p-1} \sum_{t=1}^{N_T} x(f_e, t) h(f_e + \Delta f_t, t; r) \exp \left[j\pi(f_e - \Delta f_t + f_r) \left(1 - \frac{1}{N_p}\right) \right] \frac{\sin(\pi(f_e + \Delta f_t - f_r))}{\sin\left(\frac{\pi}{N_p}(f_e + \Delta f_t - f_r)\right)} \quad (\text{III.5})$$

Ajoutons ensuite le bruit blanc gaussien du système et nous pouvons écrire l'ensemble sous la forme matricielle.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{b} \quad (\text{III.6})$$

Nous utilisons alors la notation

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= [y(0,1) \dots, y(0, N_R) y(1,1) \dots y(N_p - 1, N_R)]^T \\ \mathbf{x} &= [x(0,1) \dots, x(0, N_R) x(1,1) \dots x(N_p - 1, N_R)]^T \\ \mathbf{b} &= [b(0,1) \dots, b(0, N_R) y(1,1) \dots, b(N_p - 1, N_R)]^T \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

\mathbf{H} matrice de taille $N_R N_p \cdot N_T N_p$ telle que

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H(0,0) & \dots & H(N_p - 1,0) \\ \vdots & & \vdots \\ g(f_e, f_r, 1, N_R) & \dots & g(f_e, f_r, N_T, N_R) \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

$$\text{Où } g(f_e, f_r, t, r) = h(f_e + \Delta f_t, t, r) \exp \left[j\pi(f_e + \Delta f_t - f_r) \left(1 - \frac{1}{N_p}\right) \right] \frac{\sin(\pi(f_e + \Delta f_t - f_r))}{\sin\left(\frac{\pi}{N_p}(f_e + \Delta f_t - f_r)\right)}, \quad (\text{III.9})$$

inclue des décalages en fréquence.

Pour toutes les équations ci-dessus les indices t et r indiquent respectivement l'émetteur numéro t et le récepteur numéro r .

Nous pouvons alors faire la différence avec le cas sans décalage en fréquence. Dans le cas sans décalage en fréquence l'équation (II.28) est définie comme étant un bloc diagonal, cependant la puissance totale de la matrice canal reste constante.

III.3.3 Récepteur disjoint dans le cas avec décalage en fréquence

Ainsi, si dans le cas avec décalages en fréquence nous estimons conjointement les symboles émis sur l'ensemble des sous-porteuses, il ne devrait pas y avoir de perte de performances par rapport au cas sans décalage en fréquence. Cependant, comme cette méthode d'estimation est extrêmement complexe nous estimons la valeur envoyée sur chaque sous-porteuse de manière indépendante.

Nous subissons alors un double effet, Le premier est la diminution de la puissance du signal utile, le second est l'effet des interférences dues aux autres sous-porteuses. Ces deux effets provoquent une dégradation du rapport signal sur bruit et un plafonnement blanc gaussien et ne baisseront donc pas lorsque ce dernier chutera.

En résumé, dans le cas de décalage en fréquence Δf_t pour chaque utilisateur nous obtenons à la sous-porteuse de réception f_r une modélisation de la forme :

$$\begin{aligned}
 \underbrace{y(f_r)}_{\text{signal recus}} &= \sum_{t=1}^{N_T} x(f_r, t) h(f_r + \Delta f_t) \frac{\sin(\pi(\Delta f_t))}{\sin(\frac{\pi}{N_p}(f_r + \Delta f_t - f_e))} + \\
 &\quad \underbrace{\hspace{10em}}_{\text{Signal correspondant à la sous-porteuse d'intérêt}} \\
 &+ \underbrace{\sum_{t=1}^{N_T} \sum_{\substack{f_e=0 \\ f_e \neq f_r}}^{N_p-1} x(f_e, t) h(f_e + \Delta f_t, t) \frac{\sin(\pi(f_r + \Delta f_t - f_e))}{\sin(\frac{\pi}{N_p}(f_r + \Delta f_t - f_e))}}_{\text{Interférences des autres sous-porteuses}} + \underbrace{b(f_r)}_{\text{Bruit blanc thermique}} \quad (\text{III.10})
 \end{aligned}$$

Nous avons dans ce modèle séparé le signal reçu en trois parties.

1. Le signal correspondant à la sous-porteuse d'intérêt.
2. Les interférences dues aux autres sous-porteuses.

3. Le bruit blanc thermique gaussien.

Le système d'accès multiples utilisées est le FDMA, d'où un symbole OFDM multi-utilisateurs OFDMA.

Comme le laisse penser le choix du vocabulaire nous considérons le premier élément du modèle comme le signal utile et les éléments suivants comme du bruit. Nous allons maintenant modéliser le système de la forme $y(f_r) = \sum_{t=1}^{N_T} \alpha(t)h(f_r, t)x(f_r, t) + n(f_r)$

Et caractériser ces différents éléments.

III.3.4 Caractérisation du signal et du bruit

Nous savons que $h(f_r, t)$ est une distribution de Rayleigh. Donc, $h(f_r + \Delta f_t, t)$ qui correspond à la multiplication par une exponentielle complexe dans le domaine temporel, suivra également une distribution de Rayleigh de mêmes caractéristiques. Nous noterons donc $h(f_r, t) \forall f_r$ à la place de $h(f_r + \Delta f_t, t)$.

Caractérisons maintenant le bruit

$$n(f_r) = \sum_{t=1}^{N_T} \sum_{\substack{f_e=0 \\ f_e \neq f_r}}^{N_p-1} x(f_e, t)h(f_e, t) \frac{\sin(\pi(f_r + \Delta f_t - f_e))}{\sin(\frac{\pi}{N_p}(f_r + \Delta f_t - f_e))} + b(f_r) \quad (\text{III.11})$$

Nous allons prouver que ce signal est un bruit blanc gaussien de puissance

$$\frac{1}{N_T} \sum_{t=1}^{N_T} (1 - (\frac{\sin(\pi(\Delta f_t))}{\sin(\frac{\pi}{N_p}(\Delta f_t))})^2) + \sigma^2. \quad (\text{III.12})$$

Nous savons par définition que $b(f_r)$ et $h(f_r, t) \forall f_r, t$ sont gaussiens, donc $n(f_r)$ en tant que la somme de processus gaussiens, il est aussi gaussien. Il est alors immédiat de calculer la puissance de $n(f_r)$ qui est donc indépendant de f_r et est égale à :

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{N_T} \sum_{t=1}^{N_T} (1 - (\frac{\sin(\pi(\Delta f_t))}{\sin(\frac{\pi}{N_p}(\Delta f_t))})^2) + \sigma^2 \quad (\text{III.13})$$

Nous allons donc pouvoir utiliser une modification du type :

$$\begin{cases} y(0) = \sum_{t=1}^{N_T} \alpha(t)x(0, t)h(0, t) + b(0) \\ y(N_p - 1) = \sum_{t=1}^{N_T} \alpha(t)x(N_p - 1, t) + b(N_p - 1) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Où $\alpha(t) = \frac{\sin(\pi(\Delta f_t))}{\sin(\frac{\pi}{N_p}(\Delta f_t))}$ (III.15) est la puissance de l'utilisateur t et $b(f_r)$ est un bruit blanc gaussien

de puissance σ_n^2 .

La grande différence par rapport au modèle (II.23) est que les utilisateurs n'ont pas tous la même puissance. De plus, la puissance du bruit ne dépend pas que du rapport signal sur bruit ; elle dépend aussi des décalages en fréquence. Nous aurons alors un plafond dans les performances car nous ne pourrions pas annuler le bruit dû au décalage en fréquences. Notons que nous n'avons fait aucune approximation dans la mise en place de ce modèle.

III.4 Conclusion

En conclusion, dans ce chapitre, les différentes techniques d'accès multiple ont été expliquées, ainsi que leurs caractéristiques. Nous avons vu aussi l'effet de décalage de fréquence dans le cas plusieurs utilisateurs.

Nous allons par la suite utiliser toutes ces données théoriques pour faire des simulations dans le prochain chapitre.

IV. Simulation et calcul des performances d'un système de la 4^{ème} génération dans le cas d'un effet de décalage en fréquence

IV.1 Introduction

Ce chapitre est consacré aux résultats des simulations. Ces dernières sont réalisées sous environnement Matlab. Généralement les paramètres utilisés se retrouvent dans ce manuscrit. Les programmes réalisés peuvent être modifiés pour faire les tests et les comparaisons pour différents paramètres.

Ainsi des programmes ont été développés pour générer le sinc, l'évolution du BER, le spectre OFDM, les décalages fréquentiels, ainsi que leur effet. Différents paramètres tels que le nombre de porteuses, la taille de la transformée de Fourier (nFFT), la taille des modulations QAM (64, 256 et 512) ont été utilisés. Nous pouvons aussi changer le type de modulation (QAM, PSK, PAM).

Notre travail est fait dans le but de voir l'effet d'un décalage fréquentiel sur les performances de notre système OFDM multi-utilisateurs basé sur la FDMA comme accès multiple d'où l'OFDM multi accès appelée OFDMA.

Le système OFDMA est à la base des systèmes de quatrième génération 4G tel que le WiMax et la 4G LTE.

Donc le signal OFDMA est un ensemble de signaux OFDM différenciés par des sous porteuses de données et pilotes dédiées pour chaque utilisateur. Dans notre simulation de décalage en fréquence nous supposons que nous avons un signal OFDM tout simplement. A la fin du chapitre des discussions seront faites à propos des différents résultats et une conclusion qui vient les résumer.

IV.2 Les simulations

Nous avons commencé à simuler le spectre d'un signal sinc en fonction de la fréquence. Cette simulation est faite pour bien comprendre le reste puisque le spectre de chaque sous porteuse constitue un sinus cardinal.

IV.2.1 Le spectre d'un sinus cardinal

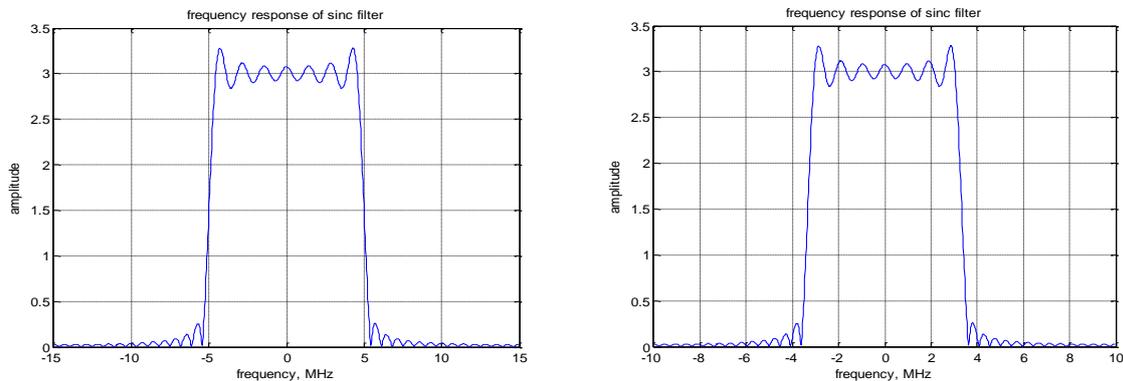


Figure IV-1 Spectre de Sinc ($f_e=30\text{MHz}$) (à gauche) ; Spectre du Sinc ($f_e=20\text{MHz}$) (à droite)

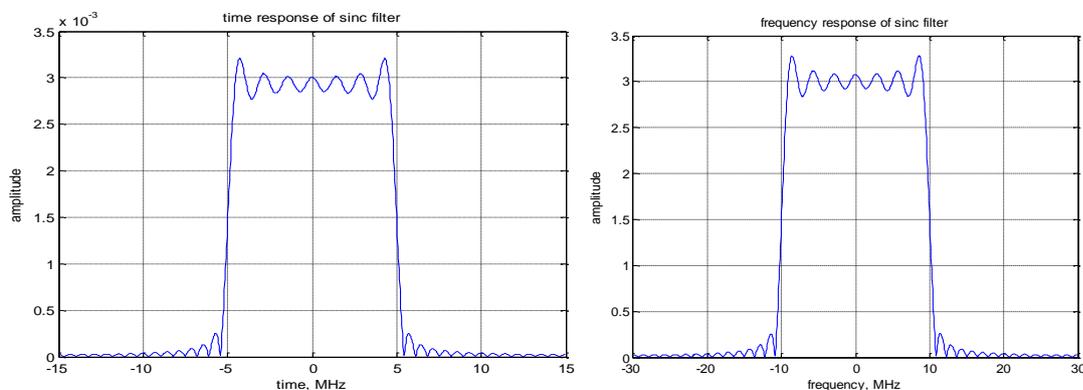


Figure IV-2 Spectre de Sinc ($f_e=60\text{MHz}$) (à gauche) ; Spectre de $\text{ifft}(\text{Sinc})$ ($f_e=30\text{MHz}$) (à droite)

La figure (IV.1) et figure (IV.2 à droite) sont des représentations des sinc obtenue en faisant la fft, nous pouvons l'avoir aussi avec la ifft figure (IV.2 gauche).

Nous voyons bien que ces spectres ont les mêmes allures. Seulement la taille diffère c'est à dire la fréquence que nous avons modifié. Mais dans le cas de la transformée de Fourier inverse quand la fréquence change l'amplitude change et devient énormément petite figure (IV.2 gauche). Cette

IV.2.2 spectre OFDM

La figure (IV.3) représente le spectre du signal OFDM il peut être facilement généré en faisant la transformée de Fourier direct (fft) pour la modulation BPSK, pour $n\text{FFTSize}=64$, $n\text{Bit}=2500$, $n\text{BitPerSymbol}$, $f_s\text{MHz}$

Chapitre IV : Simulation et calcul des performances d'un système de la 4ème génération dans le cas d'un effet de décalage en fréquence

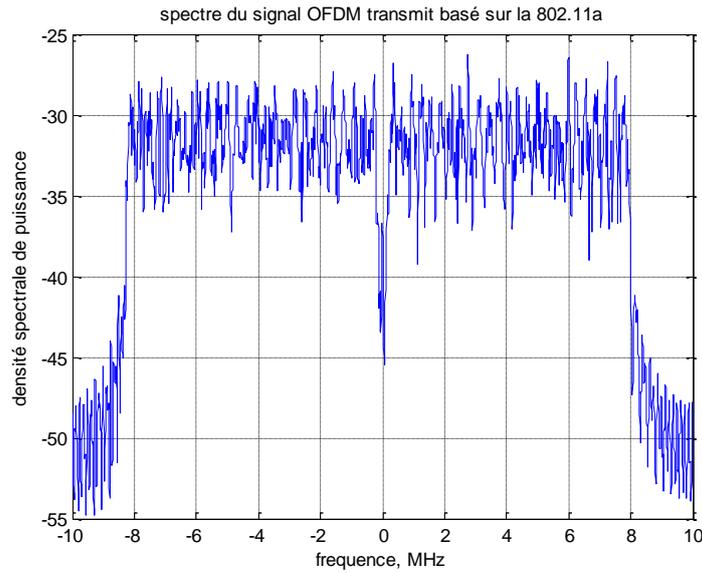
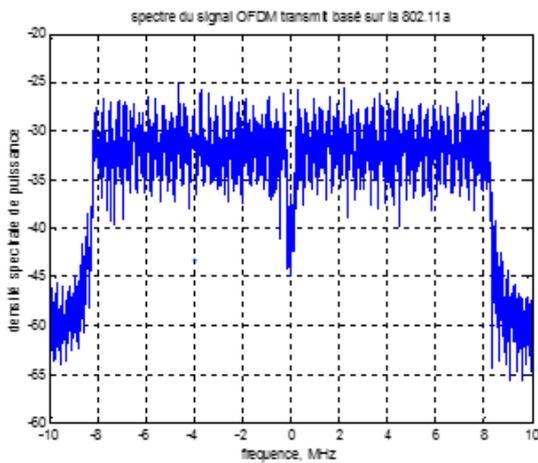
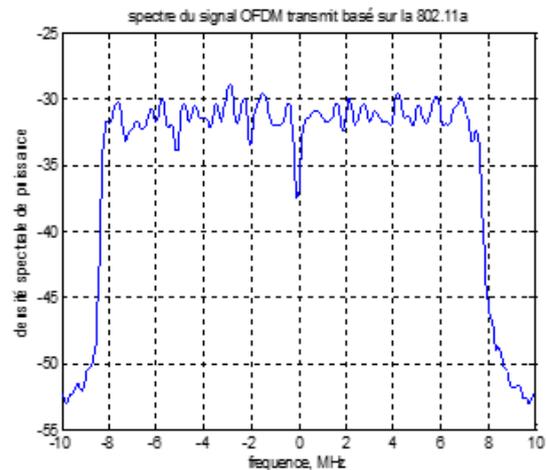


Figure IV-3 Le spectre du signal OFDM

Nous pouvons changer les paramètres ($n_{FFTSize}$, n_{Bit} , $n_{BitPerSymbol}$, f_{sMHz}). Par exemple en augmentant le nombre de bit nous avons un spectre plus dense et moins dense en augmentant la fréquence figure (IV.4).



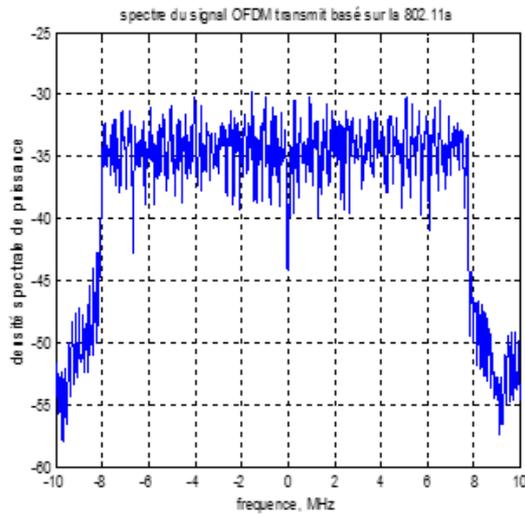
Nombre de bit=25000



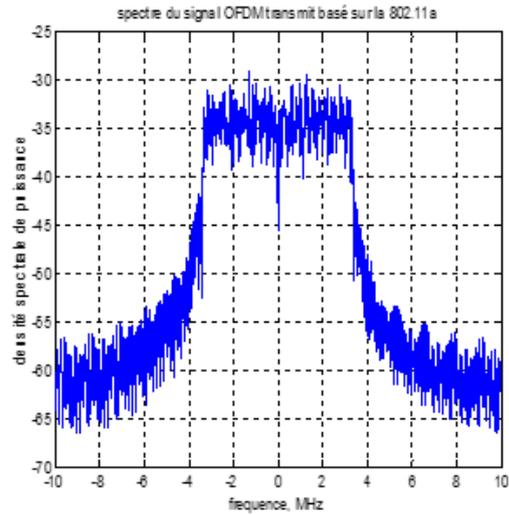
Nombre de bit=250

Figure IV-4 L'influence du nombre de bit de la source binaire sur le spectre du signal OFDM

Chapitre IV : Simulation et calcul des performances d'un système de la 4ème génération dans le cas d'un effet de décalage en fréquence



nFFT=128 et nBitPerSymbol = 102



nFFT=128 et nBitPerSymbol = 42

Figure IV-5 Influence du nombre de bits dans les symboles OFDM sur le spectre du signal OFDM

Nous voyons que le spectre devient plus étroit avec la diminution du nombre de bit par symbole figure(IV.5).

IV.2.3 OFDM sans bruit

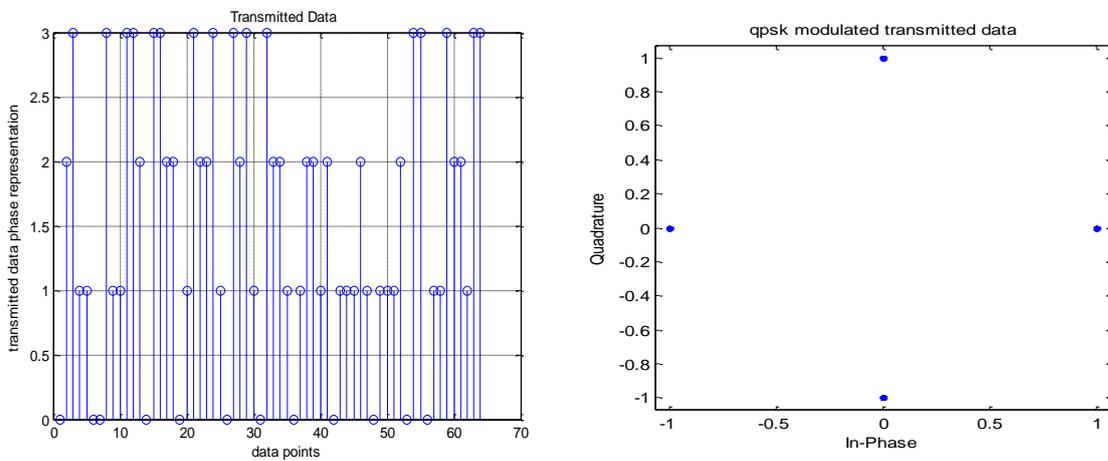


Figure IV-6 Les données transmises à codage décimale et modulé en 4PSK

Chapitre IV : Simulation et calcul des performances d'un système de la 4ème génération dans le cas d'un effet de décalage en fréquence

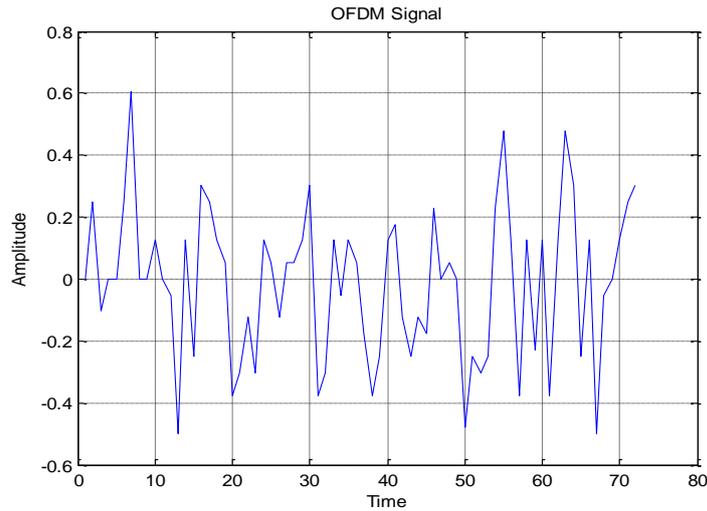


Figure IV-7 Le signal temporel OFDM

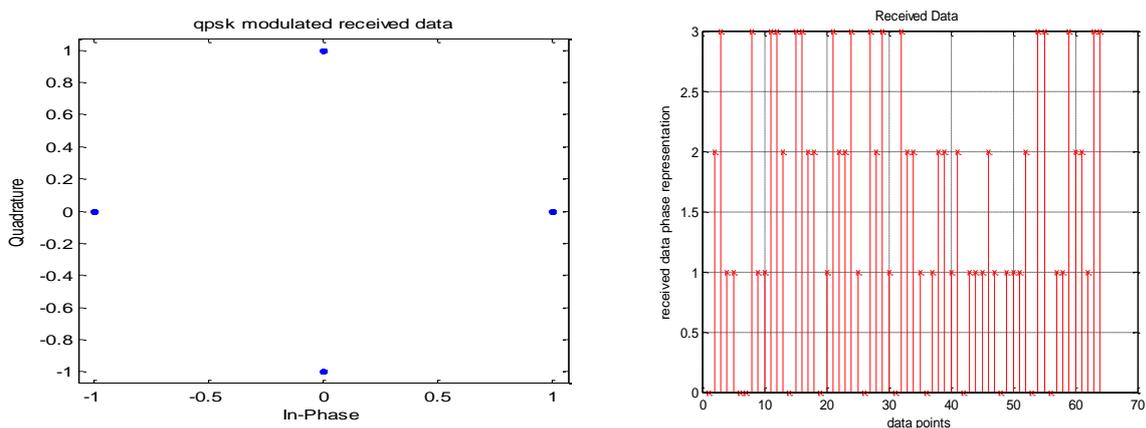


Figure IV-8 Les données reçues

Nous voyons bien que les données reçues sont comme celles transmises varient au tour de quatre valeurs. Car c'est la modulation utilisée est la QPSK elle dépend de la valeur de $M = 2^n$ $n=2$ bits dans ce cas.

Nous remarquons aussi que les données reçues sont égales aux données transmises donc le signal n'est pas attaqué par les bruits.

IV.2.4 L'effet de l'intervalle de garde

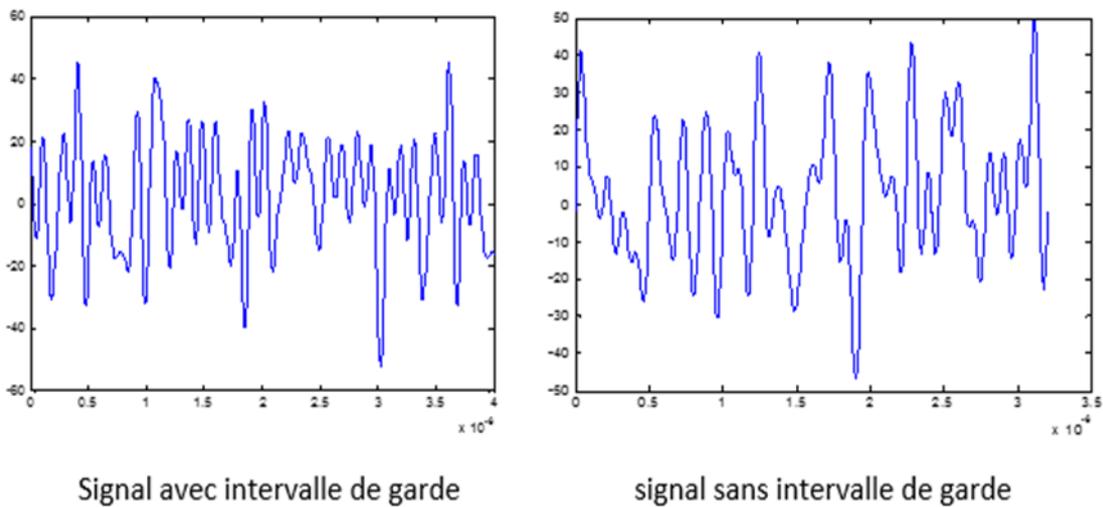


Figure IV-9 L'effet de l'intervalle de garde

Pour éliminer l'effet de l'IES, nous avons utilisé l'intervalle de garde. La figure (IV.9) représente l'effet de l'intervalle de garde sur le signal. On peut modifier ses valeurs. Par exemple T_g peut prendre des valeurs telles que 1/4, 1/8 ou 1/16 de T_u .

IV.2.5 Le signal temporel et fréquentiel

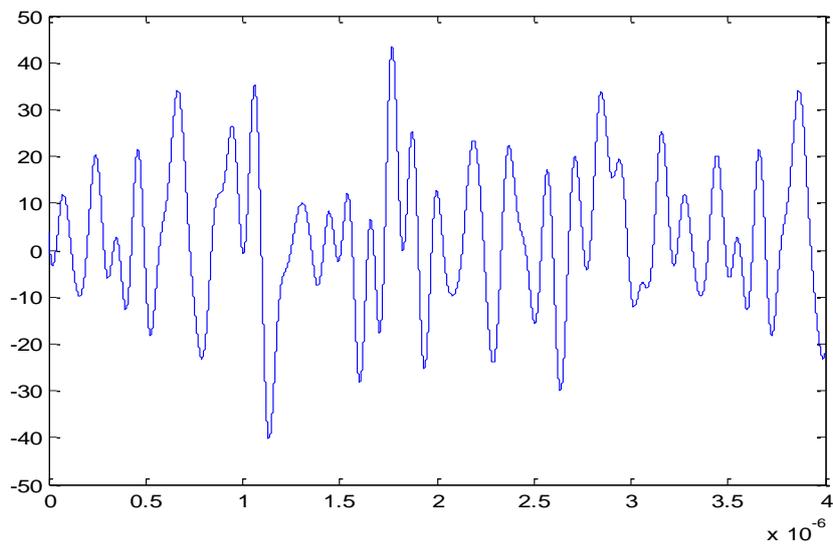


Figure IV-10 Le signal temporel

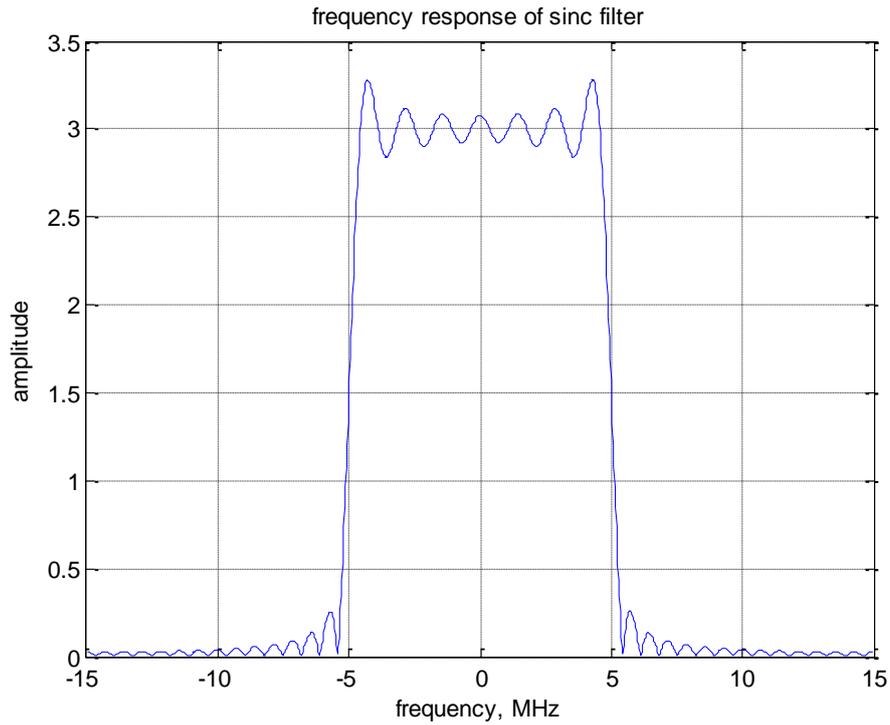


Figure IV-11 Le spectre fréquentiel

IV.2.6 le taux d'erreur binaire

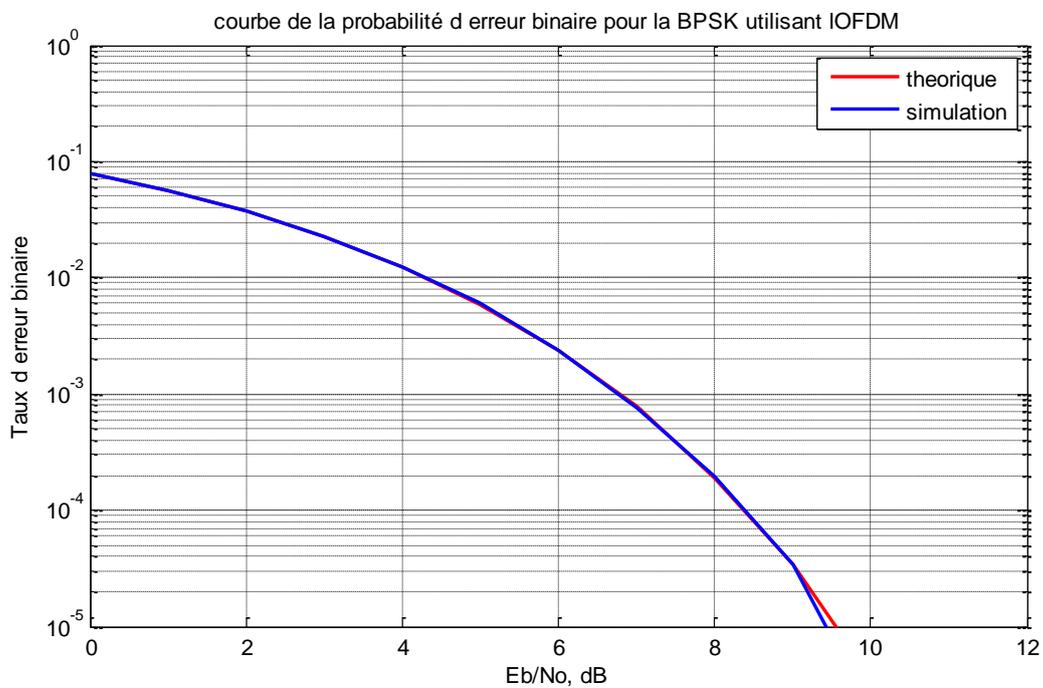


Figure IV-12 L'évolution du taux d'erreur binaire

La figure (IV.12) donne l'évolution du BER en fonction du rapport signal sur bruit, nous avons constaté qu'il diminue avec l'augmentation du rapport signal/bruit. Donc il est inversement proportionnel au rapport signal sur bruit (E_b/N_0). Ainsi sa valeur pratique est égale à sa valeur théorique. Nous avons modifié les paramètres mais nous trouvons qu'avec $n_{fft}=64$, $N_{dsc}=52$, $n_{BitPerSym} = 52$, $n_{Sym} = 10^4$ nous avons des valeurs égales aux valeurs théoriques. Pour $n_{fft}=16$ on a une grande différence entre les courbes théorique simulées figure (IV.13).

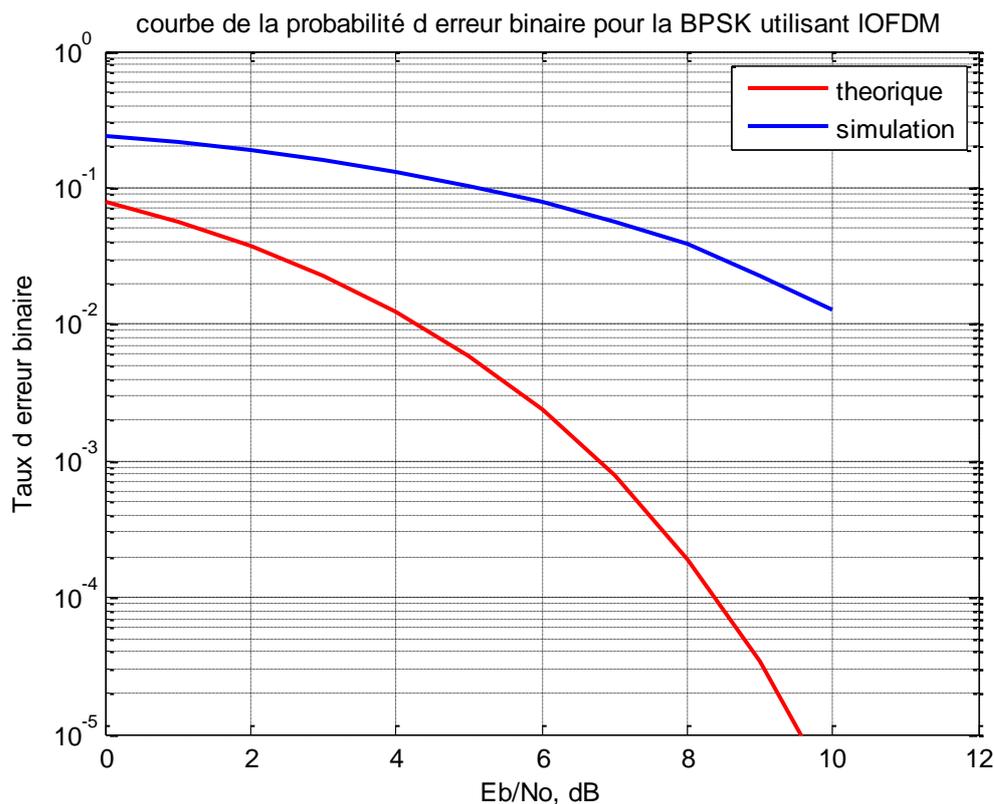


Figure IV-13 L'évolution du taux d'erreur binaire

IV.2.7 Décalage fréquentiel

La variation de l'erreur d'amplitude (en dB) suivant le décalage fréquentiel est illustrée à la figure (IV.5). Avec des valeurs $n_{FFT} = 64$, $E_b/N_0 \text{ dB} = 30$

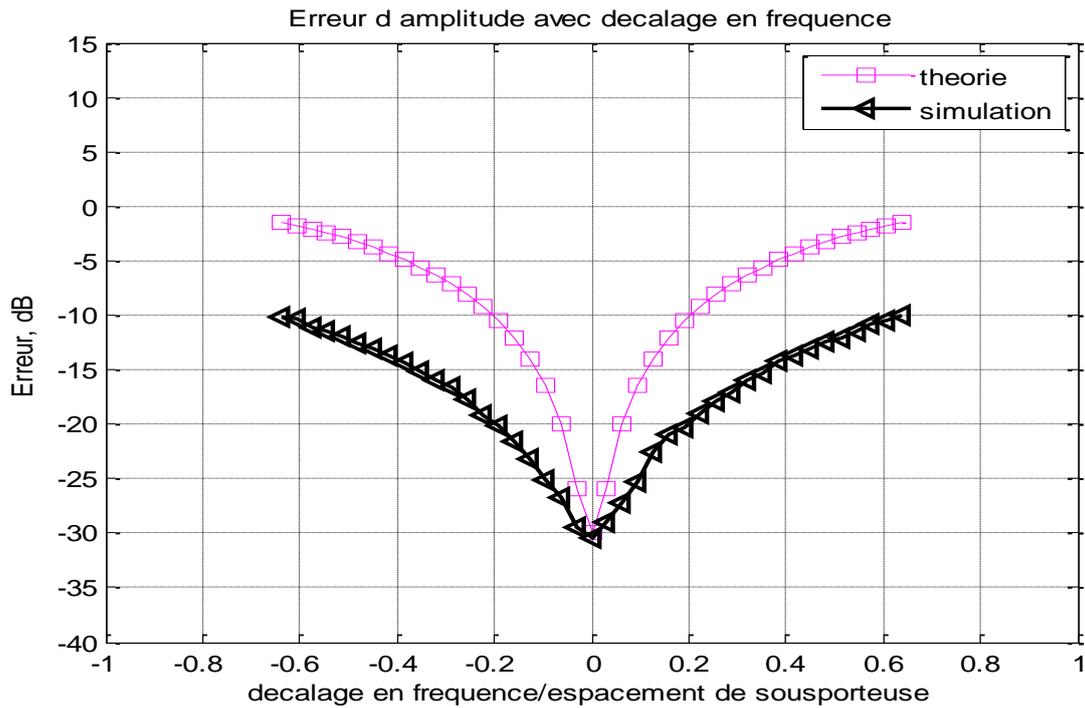


Figure IV-14 L'effet de décalage fréquentiel sur l'amplitude

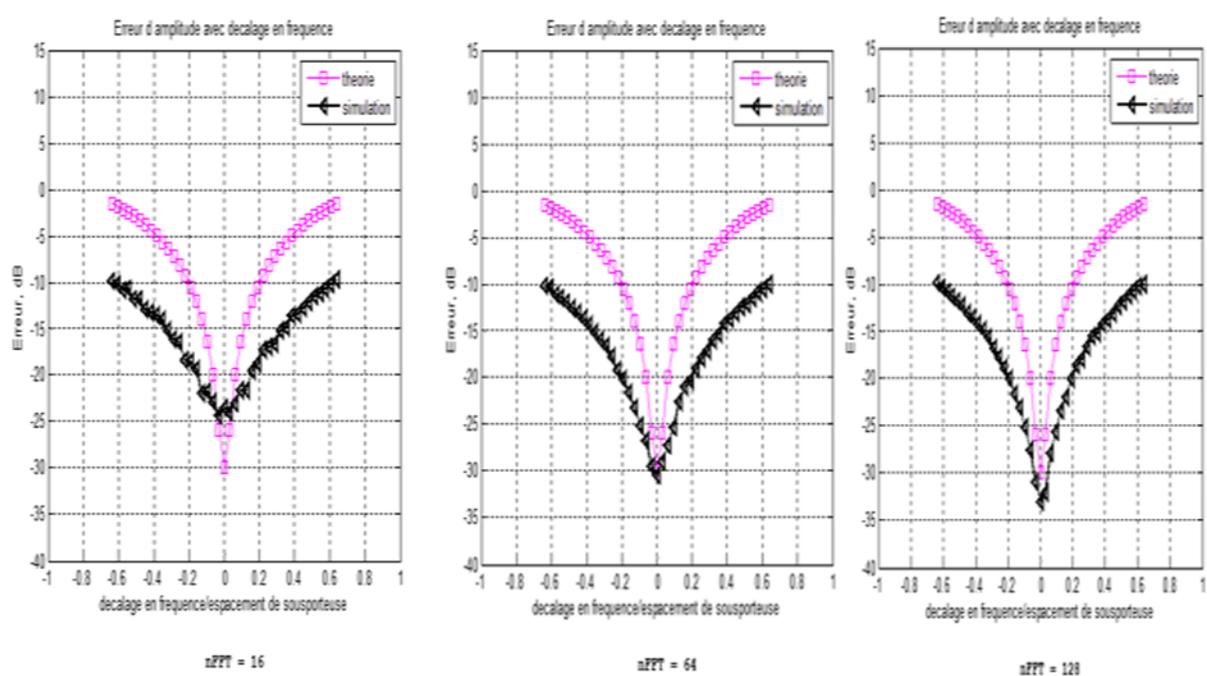


Figure IV-15 L'effet de décalage fréquentiel avec la variation de nFFT

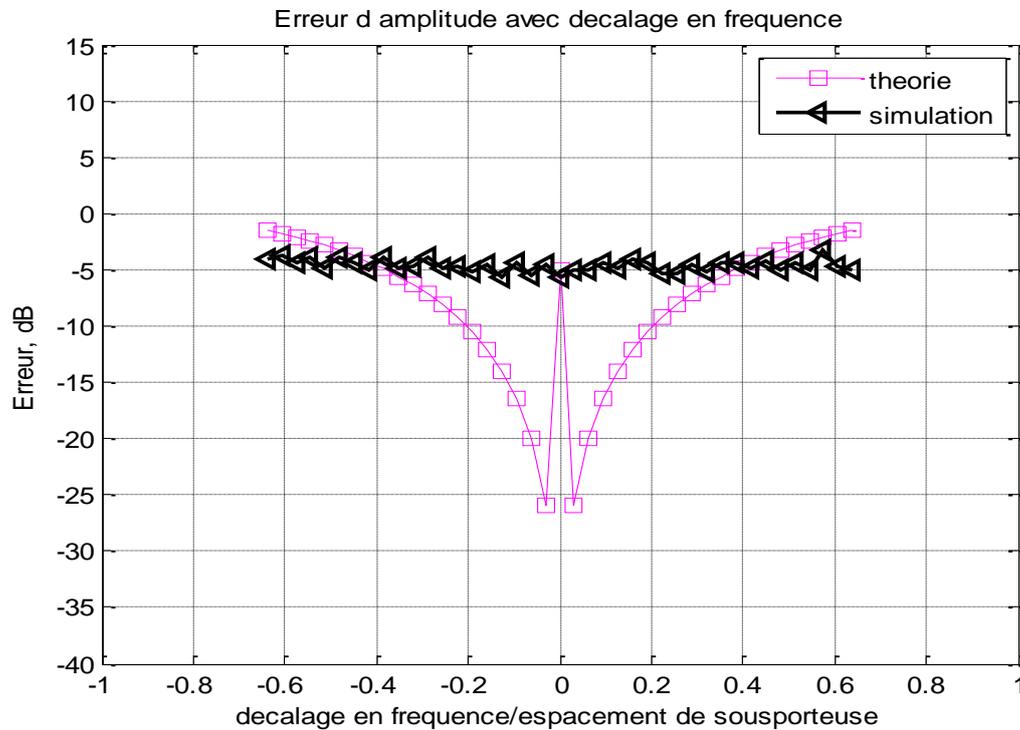


Figure IV-16 L'effet de décalage fréquentiel avec $E_b/N_0 = 5$

Nous voyons bien que la variation de n_{fft} n'a aucun effet sur l'erreur d'amplitude figure (IV.15) puisque les graphes ont même allure quelque soit la valeur de n_{fft} .

La figure (IV.14) montre l'effet de décalage fréquentiel, car nous remarquons que plus le décalage fréquentiel augmente en valeur absolue plus des erreurs d'amplitude augmentent.

Ce dernier est valable pour un BER important par exemple avec un rapport signal sur bruit de 5 ($E_b/N_0 = 5$) le décalage fréquentiel n'a plus d'effet sur l'erreur d'amplitude figure (IV.16).

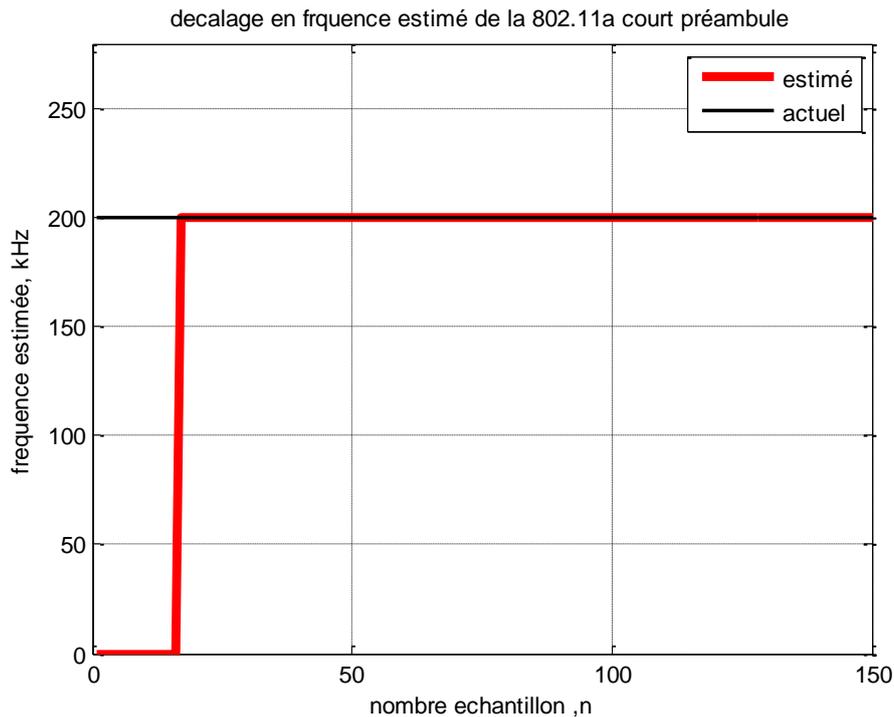


Figure IV-17 : Courbe fréquence estimée en fonction du nombre d'échantillons, n

La fréquence estimée est constamment égale à 200KHz quel que soit la valeur du nombre d'échantillon. Donc nous pouvons dire que le nombre d'échantillon n'a aucun effet sur le décalage fréquentiel.

IV.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la simulation des différentes étapes de la modulation OFDM, en se basant sur les principes de cette dernière détaillée au paravent et en respectant l'ordre des principaux éléments d'une chaîne de transmission (émission, passage dans un canal multi-trajets et la réception).

Ensuite nous avons fait la simulation de la modulation OFDM pour voir son BER en fonction du bruit AWGN et la taille de l'IFFT.

Et dernier lieu nous avons simulé un décalage en fréquence et nous avons vu son impact sur l'amplitude du signal de sortie au récepteur qui se dégrade proportionnellement avec ce décalage.

Conclusion générale et perspectives

Le travail présenté dans ce manuscrit porte sur l'étude et la simulation de l'effet du décalage en fréquence de la modulation OFDM. Au cours de ce mémoire, nous avons étudié les techniques de transmission numérique basées principalement sur l'OFDM. Les résultats de la simulation ont été présentés. Les excellentes performances de l'OFDM ont justifié son adoption dans plusieurs standards, pour les systèmes sans fil entre autres. Dans ce qui suit, une courte description de notre travail est présentée.

Durant le premier chapitre, le schéma général de la communication est présenté avec ses différents composants y compris les différentes modulations ainsi que les éléments perturbateurs. L'acheminement du signal est bien décrit, en effet une entrée binaire (issue d'un convertisseur analogique numérique par exemple) traverse trois blocs consécutifs à savoir le bloc BICM, le canal de transmission et un bloc qui effectue les opérations inverses du bloc BICM.

Au chapitre 2, nous avons examiné en détail les performances des systèmes OFDM. On a discuté des principes de la modulation multi-porteuse. La notion d'orthogonalité sur laquelle repose la technique OFDM, a été présentée avec des exemples illustrant le spectre à la sortie du modulateur OFDM. De même que l'effet des blocs tels que l'intervalle de garde et la FFT a été abordé. Finalement, on a présenté l'effet de décalage de fréquence du système OFDM.

Ensuite pour le chapitre 3 une étude générale a été faite sur les techniques d'accès multiple suivi celle de notre système. Nous avons vu aussi l'effet de décalage de fréquence dans le cas plusieurs utilisateurs.

Au chapitre 4, nous avons présenté et commenté les résultats obtenus lors de nos simulations. A partir de ces résultats, on peut tirer les conclusions : Nous avons remarqué que même un décalage minimal entre les sous porteuses émises et reçues peut engendrer une dégradation très significative des performances d'un secteur OFDM multi utilisateur. Donc le problème de la synchronisation des utilisateurs s'impose strictement.

Nous passons à l'avenir continuer notre travail dans le cas d'un décalage temporel et fréquentiel et voir les solutions pour les corriger.

Bibliographie

- [1] SAMIR ARAB “ Une étude sur la réduction du PAPR dans un système OFDM”
Université Laval Québec.
- [2] Paul F Combes “ Transmission en espace libre et sur des lignes”, Dunod Université
1988.
- [3] Alain Glavieux/Michel Joindot, “ Communication numériques ”, Edition
Masson France 1996.
- [4] Hikmet SARI, “ Transmission des signaux numériques” , 1999.
- [5] Nizar Hicheri, “ Approche unifiée des techniques de transmission radio sur voie
Descendante ” Thèse de Doctorat spécialité Electronique, 2004.
- [6] C. E. Shannon, “Coding Theorems for a Discrete Source with a Fidelity Criterion,”
IRE Nat.Conv. Rec. Mar. 1959.
- [7] AbeBooks.fr : Système de communication numérique
- [8] Mourad. BENYAROU, “Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués
aux systèmes MC -CDMA, ”Thèse de doctorat, Université de Tlemcen.
- [9] J. Cioffi, “Class reader for ee379a - digital communication: Signal processing,” *Stanford
University*, <http://www.stanford.edu/class/ee379a>, 2002.
- [10] Baptiste Vrigneau “Systèmes MIMO précodés optimisant la distance minimale :
Etude des performances et extension du nombre de voies” Thèse de doctorat, Université
- [11] wikipedia.org/wiki:Adaptative_Modulation_and_Coding.
- [12] Asha Mehrotra, “GSM System Engineering” Artech House, Inc.Boston London.
- [13] Cristiano Panazio, “Etude fréquentielle de l'étalement de spectre et impact sur la
conception d'un récepteur de radiocommunications universel”, Thèse de doctorat
présentée au Conservatoire National des Arts et Métiers 2005.
- [14] H. Ben Hniakachouri, A. Ben Belghith, L.Kam2oun , O. Ben Belghith
Ossama “ Etude des performances de la modulation OFDM pour l'utilisation dans
les systèmes de communication sans fils de la 4G”**International Conference :**
Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications March
15- 20, 2004 – TUNISIA.
- [15] L.Hanzo “OFDM and MCCDMA for branondband multiuser communication,
WLANS and Broadcasting” 2000.
- [16] S. Tertois “ Réduction des effets de non-linéarités dans une modulation multi porteuses

- à l'aide de réseau de neurones" thèse de doctorat 2003 Rennes.
- [17] P. Moose "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction" *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 42, No. 10, October 1994, pp. 2908 – 2914.
- [18] 3rd Generation Partnership Project. <http://www.3gpp.org>
- [19] H. ZINI et A. CHERIFI, " Etude et Simulation d'un Système de Transmission OFDM", 2009, Université de Tlemcen.
- [20] B.Le Floch, M.Alard et C.Berrou, " Coded orthogonal frequency division multiplication Proceeding of IEEE", vol 83, page 982-996, juin 1995.
- [21] James.K.Cavers.Modile channel characteristic .Kluwer Academic Publishers, 2000
- [22] Musharraf, M.Gharavi-Alkahansari et B.H.Khalaj, "On the peak to-Average Power of PFD Signals Based on Oversampling, *IEEE Transactions on Communication*", Vol, No, 1, Pp.72-78, janvier 2003.
- [23] A.Renoult "Analyse des performances d'un système multi-utilisateurs OFDM codé sans accès orthogonal " thèse de doctorat à l'université de de Cergy-Pontoise 1^{er} Decembr 2005.
- [24] G.H.Golub and C.F.V.Loan.Matrix computations.John Hopkins University Press, 1996
- [25] Paul H.Moose. "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency Offset correction.IEEE Transaction on Communications, Volume 42(10) : Pages 2908-2914, October 1994.
- [26] A.Renoult, Marc Chenu-Tournier, and Inbar Fijalkow.Multi-user transmission for OFDM: Chanel estimation and performance. In MCSS-Proccedings, september 2003.
- [27]Xavier Lagrange, " Principes et évolutions de l'UMTS", Edition germes 2005.
- [28] J.-C. Bic, D. Duponteil et J.-C. Imbeaux, " Eléments de communications numériques",
- [29] Viterbi, A. J., " CDMA Principles of Spread Spectrum Communication", Reading, MA: Addison-Wesley, 1995.
- [30] Sylvain Tertois, "réduction des effets de non-linéaires dans une modulation multi-porteuse de réseau de neurones"