

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVEERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Nouvelles technologies de l'information et de la communication

Département D 'électronique et des Télécommunications



MEMOIRE MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : électronique

Spécialité: Systèmes des Télécommunications

Présenté par :

M^R : hassani Mohamed

M^R : ayad yacine

Thème

**Etude de la modulation OFDM
Application L' ADSL**

Soutenu publiquement

Le :13/10/2020

DEVANT LE JURY :

M :	Yousfia abde elmajid	Président	UKM Ouargla
Mme:	Louazene hassiba	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
M :	Chnina hachemi	Examineur	UKM Ouargla

Année Universitaire : 2019/2020

Dédicace

Premièrement Je remercie mon **dieu** tout puissant de m'avoir donné la santé et l'espoir pour exercer mes devoirs celui de savoir.

Je dédie ce mémoire

- ✓ A mes chers parent, que j'offre ce travail comme symbole éternel qui peut être un plaisir pour voir les fruits d'un long et dur sacrifice de votre fille et la Femme de père
- ✓ A ma femme et mon fils unique jassime.
- ✓ A mes frères et mes sœurs et toute la famille hassani.
- ✓ A tous mes professeurs et mes enseignants qui m'ont suivi durant tout mon cursus scolaire et qui m'ont permis de réussir Dans mes études.
- ✓ A tous mes enseignants qui nous donnent le maximum durant toute ma vie scolaire et universitaire
- ✓ A tous mes chers amis : de la vie, les études, le travail et spécialement mon frère cheikh .
- ✓ A la promotion Télécom 2019/ 2020
- ✓ A toute personne ayant contribué à ce travail de près ou de loin.

Enfin à tous que j'aime.

HASSANI MOHAMED

Remerciement

Nous exprimons toute notre reconnaissance et gratitude à l'administration et à l'ensemble du corps enseignant de l'Université de Ouargla pour leurs efforts à nous garantir la continuité et l'aboutissement de ce programme de Master.

Nous souhaitons exprimer notre profonde gratitude et notre respect pour **Dr. Louazen**, pour ses aides, conseils et remarques qui nous a permis de présenter notre travail dans sa meilleure forme.

Nos remerciements s'adressent à tous les membres du jury ; le président et l'examineur pour la considération qu'ils nous accordés afin d'évaluer le résultat de notre travail.

On remercie enfin tous ceux qui, d'une manière ou d'une autre, ont contribué à la réussite de ce travail et qui n'ont pas pu être cités ici.

Ayad Yacine

Hassani Mohamed

	INTRODUCTION GENERALE	01
	Référence	
I	Chapitre I: MODULATION OFDM	
I.1	INTRODUCTION	03
I.2	Les modulations numériques	04
I.3	Les types de modulation numériques	04
I.4	La Modulation Multi porteuse	05
I.4.1	Principe	05
I.5	La Modulation OFDM	05
I.5.1	Principe	05
I.5.2	pour quoi l'OFDM ?	06
I.5.3	Occupation spectrale	06
I.5.4	Réalisation par IFFT : inverse fast fourrier transforme	07
I.5.5	Les caractéristiques principales de transmission	08
I.5.6	Les Types de transmission	09
I.5.6.A	Transmission parallèle	09
I.5.6.B	Transmission série	09
I.5.7	Les caractéristique de canal de transmission	09
I.5.8	La fonction de transfert (La sélectif étés en fréquence)	10
I.5.9	Méthodes d'annulation des interférences	11
I.5.9. A	Interférence entre symboles IES	11
I.5.9. B	Interférence entre sous-canaux (ICI)	12
I.5.10	Notion d'orthogonalité	12
I.5.11	Préservation de l'orthogonalité (Intervalle de garde)	15
I.5.11. A	Préfixe meut "morte"	17
I.5.11. B	Préfixe cyclique	17
I.5.11. C	La longueur de l'intervalle de garde	18
I.5.12	Le bruit	19
I.5.12. A	Le bruit interne	19
I.5.12. B	Le bruit externe	20
I.5.13	L'égalisation fréquentielle	20
I.5.14	Utilisation de la TFR (FFT)	21
I.5.15	Résistance aux perturbations	22
I.5.16	Schéma bloc d'un système OFDM	22
I.5.17	L'avantage de l'OFDM	23
I.5.18	Les inconvénients de l'OFDM	24
I.6	Conclusion	25
	Référence	26
II	Chapitre II : LA TECHNOLOGIE ADSL	
II.1	Historique	29
II.2	Qu'est-ce que l'ADSL	29
II.3	Première approche	29
II.4	Comment faire cohabiter un réseau analogique et ADSL sur une même ligne	30
II.4.1	La paire torsadée	30
II.4.2	Principe de fonctionnement	30
II.5	Pourquoi il y a plus de fréquences pour la réception que pour l'émission	31

II.6	Caractéristiques et Avantages de la technologie ADSL	31
II.6.1	Vitesse de connexion	31
II.6.2	Le débit de la connexion	31
II.6.3	Liberté de la ligne téléphonique	32
II.6.4	Paiement forfaitaire	32
II.6.5	Disponibilité	32
II.6.6	Facilité d'utilisation	32
II.6.7	Fiabilité	32
II.6.8	Sécurité	32
II.6.9	Technologie éprouvée	32
II.7	Les équipements de l'ADSL	33
II.7.1	Le DSLAM	33
II.7.2	Les modems et routeurs ADSL	34
II.7.3	Le splitter et le micro filtre	34
II.8	A quoi servent les filtres ADSL ?	34
II.9	Spécificité de la technologie ADSL	34
II.10	Les raisons d'investir dans l'ADSL	35
II.11	La sécurité contre le piratage	36
II.12	L'ADSL G-lite	36
II.13	Les Débits	37
II.14	Architecture de l'ADSL	37
II.15	Conclusion	40
	Référence	41
III	Chapitre III : évaluation par simulation	
III.1	Simulation de l'OFDM par MATLAB	42
III.2	Présentation MATLAB	42
III.3	Présentation des Organigrammes	43
III.4	La rédaction de simulation	46
III.4.1	Génération du signal QAM	46
III.4.2	Signal OFDM	47
III.4.2.A	Génération	47
III.4.2.B	Représentation de la modulation multi porteuses (OFDM)	47
III.4.3	Addition du préfixe cyclique	50
III.4.4	Génération d'une séquence d'entraînement	51
III.4.5	Simulation de multi trajets	51
III.4.6	Simulation du bruit	51
III.4.7	Technique d'égalisation	51
III.4.8	La transformé de HILBERT	52
III.4.9	La transformation de Fourier	52
III.4.10	La décision	53
III.4.11	Récupération du signal Binaire	53
III.4.12	Calcul la probabilité d'erreurs sur les symboles	54

SOMMAIRE

III.4.13	Calcul de la probabilité d'erreurs sur les bits	54
III.4.14	Etude de l'effet d'estimation du canal	54
III.5	Résultats des simulations	62
III.6	Conclusion	70
	Référence	70
	Conclusion générale	71
	Résumé	72

LISTE DES FIGURES

Figure I.1	Schéma d'un système de transmission numérique	03
Figure I.2	Modulation multi porteuse par IFFT	08
Figure I.3	Démodulation multi porteuse avec FFT	08
Figure I.4	Trajet multiple dans un canal	10
Figure I.5	Réponse fréquentielle du canal	10
Figure I.6	Insertion du préfixe (intervalle de garde)	11
Figure I.7	Interférence entre porteuse dans le domaine temporel (a) et fréquentiel (b)	14
Figure I.8	Schéma de principe de l'insertion du préfixe cyclique	15
Figure I.9	N sous-porteuses orthogonales pour un système OFDM	16
Figure I.10	Intervalle de garde (Préfixe muet) [Xm.....X0] :des zéros	17
Figure I.11	Intervalle de garde (Préfixe cyclique)	18
Figure I.12	Intégration du signal avec intervalle de garde	19
Figure I.13	Schéma bloc d'un système OFDM	23
Figure II.1	Utilisation de fréquence par le téléphone	29
Figure II.2	L'ADSL sur la paire téléphonique	30
Figure II.3	ADSL & RTC sur la même ligne	31
Figure II.4	Les équipements de l'ADSL	33
Figure II.5	DSLAM	33
Figure II.6	Branchement d'un splitter	34
Figure II.7	Micro filtre	34
Figure II.8	Spectre de fréquence spécifique à la technologie ADSL	35
Figure II.9	La bande de fréquence	37
Figure II.10	Architecture de l'ADSL	38
Figure III.1	L'Organigramme d'une chaîne de transmission de la modulation MAQ	44
Figure III.2	L'Organigramme d'une chaîne de transmission modulation OFDM (à l'émission)	45
Figure III.3	L'Organigramme d'une chaîne de transmission modulation OFDM (à la réception)	46
Figure III.4	Le 1er Symbole de trame modulant la fréquence($f=0$)	47
Figure III.5	Le 2eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=1/32*p$	47
Figure III.6	Le 3eme Symbole de trame modulant	48
Figure III.7	Le 4eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=3/32*pe$	48
Figure III.8	Représente Le 5eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=4/32*pe$	48
Figure III.9	Le 6eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=5/32*pe$	49
Figure III.10	Le 7eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=6/32*pe$	49
Figure III.11	Le 8eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=7/32*pe$	49
Figure III.12	Représente la trame complète (xs) Après la sommation de ces 8 symboles	50
Figure III.13	L'adition de préfixe cyclique	50
Figure III.14	Trajets multiples dans une canal	51
Figure III.15	Représente-La transformé de HILBERT	52
Figure III.16	Le signal reçu échantillonné	52
Figure III.17	Le signal après décision	53
Figure III.18	Le signal binaire récupéré	53
Figure III.19	Probabilité d'erreurs de transmission	54

LISTE DES FIGURES

Figure III.20-22	La probabilité d'erreurs des symboles pair	56
Figure III.23-25	La probabilité d'erreurs des symboles impair	57
Figure III.26-28	La probabilité d'erreurs par bits pair	60
Figure III.29-31	La probabilité d'erreurs par bits pair	61
Figure III.232	Le signal SS avant l'ajout le préfixe cyclique	62
Figure III. 33	Le signal R après la convolution	62
Figure III.34	Le signal SR récupéré	63
Figure III.35	Les signaux SS et SR dans le même graph	63
Figure III.36	Les erreurs entre les signaux SS et SR	64
Figure III.37	Le signal SS avant l'ajout du préfixe cyclique	64
Figure III.38	Le signal R après la convolution	65
Figure III.39	Le signal SR	65
Figure III.40	Les signaux SS et SR dans le même graphe	66
Figure III.41	L'erreur entre les signaux SS et SR	66
Figure III.42	Le signal SS avant l'ajout du préfixe cyclique	67
Figure III.43	Le signal R après la convolution	67
Figure III.44	Représente Le signal SR	68
Figure III.45	Le signal SS et SR dans même graphe	68
Figure III.46	L'errer entre les signaux SS et SR	69

LISTE DES EQUATIONS ET TABLEAUX

Liste des équations :

Equation I-1	La modulation numérique	04
Equation I-2	La FREQUA NCE	04
Equation I-3	Porteuses de la modulation OFDM	05
Equation I-4	Le signal multi porteuse complexe	07
Equation I-5	Les enveloppes complexes $z_i(t)$	07
Equation I-6	Inverse fast Fourier transform IFFT	07
Equation I-7	D'échantillonnage pour obtenir le même débit	12
Equation I-8	La durée effective de la trame OFDM	12
Equation I-9	L'espacement inter fréquence Δf	12
Equation I-10	Les porteuses doivent satisfaire la condition d'orthogonalité	16
Equation I-11	L'égalisation fréquentielle	20
Equation I-12	L'égalisation fréquentielle Pour corriger les déformations du signal introduites par le canal	21
Equation III-1	La probabilité d'erreurs sur les symboles	54

Liste des tableaux :

Tableau III-1	Les probabilités d'erreurs en absence du bruit d'entraînement et évaluer Sigma	55
Tableau III-2	Les probabilités d'erreurs en présence du bruit d'entraînement et évaluer Sigma	59

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) : Modulation multi porteuses utilisant une base orthogonale de sous-porteuses

ADSL (Asymétriques Digital Subscriber Line): Système de communication haut débit asymétrique sur liaison filaire téléphonique, employée principalement pour les connections de particuliers et d'entreprises à Internet.

ARQ (Automatic RepeatRequest) : Protocole de gestion d'erreurs de transmission. Les erreurs sont détectées par le code correcteur. Lorsqu'une erreur est détectée, le message transmis est répété (p. 18)

BBAG (Bruit Blanc Additif Gaussien) : Modèle de canal dans lequel le bruit est modélisé par une variable aléatoire gaussienne et ajouté au signal transmis (p. 33)

COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) : Utilisation conjointe d'une modulation OFDM et d'un code correcteur d'erreurs (p. 27)

DFE (Décision Feedback Equalizer) : Égaliseur de canal linéaire travaillant dans le domaine temporel

DSP (Densité Spectrale de Puissance) : Courbe représentant le spectre d'un signal (p. 14)

FFT (Fast Fourier Transform) : Transformée de Fourier rapide

IFFT (Inverse fast Fourier Transform) : Transformée de Fourier rapide inverse

DFT (Discrete Fourier Transform) : Transformée de Fourier discrète

IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) : Transformée de Fourier discrète inverse

ICI (Inter-Carrier Interference)(Interférence Entre canaux) :

IES (Interférence Entre Symboles) : Perturbation introduite par le canal ou les filtres de transmission qui aboutit à un mélange entre symboles successifs

MDP (Modulation De Phase) (Phase Shift Keying PSK).: Codage binaire à symbole complexe dans lequel l'information est codée dans la phase du symbole

MDA. Modulation par Déplacement d'Amplitude (Amplitude Shift Keying ASK).

Codage binaire à symbole complexe dans lequel l'information est codée dans la phase du symbole

MDF Modulation par Déplacement de Fréquence (Frequency Shift Keying FSK). Codage binaire à symbole complexe dans lequel l'information est codée dans la fréquence du symbole

MDPD Modulation par Déplacement de Phase Différentiel. (Differential Phase Shift Keying DPSK).

MAQ (Modulation d'Amplitude en Quadrature) (Quadrature Amplitude modulation QAM) :

PTS (Partial Transmit Sequences) : Méthode de réduction du facteur de crête qui consiste à séparer le symbole OFDM en plusieurs blocs et à appliquer une rotation différente sur chaque bloc

SNR (Signal to Noise Ratio) : Rapport signal sur bruit. Puissance du signal utile divisé par la puissance du bruit

TEB (Taux d'Erreur Binaire) : Évaluation de la qualité d'une transmission numérique. Nombre de bits d'information erronés utilisé par le nombre de bits transmis

AMS Adaptive Modulation Scheme

AP Access Point

BER Bit Error Rate. Taux d'erreur binaire.

BLR Boucle Locale Radio

BPSK Binary Phase Shift Keying

CDMA Code Division Multiple Access

AM (Amplitude Modulation)

PM (Phase Modulation)

CP Cyclique Préfix.

DAB Digital Audio Broadcasting (Système de transmission audio numérique large bande basée sur l'OFDM)

DMT Discrète Multi-Tone

DVB-T Digital Video Broadcast. Système de transmission vidéo numérique large bande basé sur l'OFDM

FEC Forward Error Coding.

FIR Finite Impulse Response (Système à réponse impulsionnelle finie)

MCM Multi-Carrier Modulation (modulation multi-porteuses)

MMSE Minimum Mean Square Error

OFDMA Orthogonal Frequency-Division Multiple Access

TDD Time Division Duplex

WLAN Wireless Local Area Network

ZF Zero-Forcing

RPN (Ridge Polynomial Network) : Généralisation du réseau Pi-Sigma, approximation un III er-sel

RSB (Rapport Signal sur Bruit) : Voir SNR.

Les acronymes signifient:

- ATU-C (ADSL Termination Unit - Central office): unité de transmission ADSL, côté réseau.
- ATU-R (ADSL Termination Unit - Remote): unité de transmission ADSL, côté abonné.
- DSLAM DSL: multiplexeur d'accès au DSL.
- POTS-C: interface entre RTC et splitter, coté réseau (POTS - plain oldtelephone service).
- POTS-R: interface entre RTC et splitter, côté abonné.
- T-SM:T-interface terminale de l'abonné.
- U-C: interface U sur la boucle locale côté réseau.
- U-C2: interface U sur le splitter côté réseau.
- U-R: interface U sur la boucle locale côté abonné.
- U-R2: interface U sur le splitter côté abonné.
- VA: interface sur ATU-C, côté noeud d'accès de ATU – C.
- VC: interface du fournisseur des services côté noeud d'accès.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les télécommunications font partie des technologies qui ont révolutionné notre mode de vie au vingtième siècle. Du télégraphe à l'Internet, de la TSF au téléphone cellulaire, les progrès établis en la matière sont spectaculaires. Les informations transmises sont tout d'abord codées, puis des techniques de modulation et de codage analogiques ont permis de transmettre du son, puis des images. Ensuite la venue des techniques numériques ont considérablement augmenté le débit et la qualité des informations à transmettre d'un point à un autre [1].

Parallèlement, le développement rapide de la microélectronique et des capacités de miniaturisation permettent aujourd'hui la mise en œuvre de techniques complexes dans des appareils de taille réduite. Cependant l'augmentation des besoins en débit se heurte à la nature des canaux eux-mêmes. En effet, dans des 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 en plusieurs endroits, et des échos apparaissent et créent des perturbations dont l'influence augmente avec le débit de transmission [2].

Parmi les solutions étudiées pour palier ce problème, les modulations multi porteuses sont étudiées depuis les années soixante et sont particulièrement adaptées à ces canaux sévères [3].

Un des obstacles principaux à leur mise en œuvre était la complexité des appareils d'émission et de réception, mais les progrès accomplis depuis en électronique ont rendu leur réalisation possible. Aujourd'hui plusieurs normes telles que DAB (Digital Audio Broadcasting, norme de diffusion audio numérique), DVB-T (Digital Vidéo Broadcasting - Terrestrial, norme de télévision numérique sur canal hertzien) et ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) reposent sur les modulations multi porteuses [4].

Toute fois, un des inconvénients majeurs des modulations multi porteuses réside dans le fort facteur de crête du signal temporel. Défini comme le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne de ce signal, il en caractérise les fluctuations, ces dernières pouvant être relativement importantes [5].

Cet aspect devient néfaste dès lors qu'il s'agit d'amplifier le signal temporel. En effet les caractéristiques des amplificateurs de puissance ne sont pas parfaitement linéaires et le signal ainsi amplifié présente des distorsions, véhiculant ainsi des erreurs de transmission.

Actuellement de nombreux travaux de recherche visent à réduire ces erreurs, soit en diminuant le facteur de crête du signal multi porteuse, soit en compensant les erreurs introduites [6], [7].

Ainsi ce Mémoire a comme but l'élaboration d'une analyse théorique et au même temps un programme qui simule le fonctionnement, et estimer les performances d'un modèle d'un système de communication numérique.

Dans le premier chapitre, le système de transmission basé sur la modulation multi porteuses est décrit. La technique multi porteuses la plus connue est appelée OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

C'est un procédé de modulation qui permet de transmettre des données numériques dans un canal multi-trajet tout en assurant un bon compromis entre performances et occupation spectrale.

L'OFDM transmet les données au moyen d'un grand nombre de porteuses à bande étroite.

Ces porteuses, appelées sous-porteuses, sont régulièrement espacées en fréquence et entrelacées, pour former une base orthogonale [5], [7].

Dans ce chapitre, le module d'égalisation est détaillé mais pour plus de clarté, les modules optimisés et spécifiques au cas d'une transmission sur lignes, tels que l'estimation du canal et le codage de canal.

Dans le deuxième chapitre, en décrit. La technique de l'ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) est. Son intégration avec la ligne téléphonique [4].

Dans le troisième chapitre, on présente le modèle de simulation du programme élaboré et ces résultats.

- [1]. O.BERDER ,« Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-Antennes » thèse de doctorat ,Université de Bretagne Occidentale le 20 Décembre 2002.
- [2]. G. L. STÜBER, Principe of Mobile communication, Springer, 2017.
- [3]. B. BOURASSE , « Cours de communication numérique », Université des Sciences et Technologies de MOULAI ETAHER SAIDA. 2005
- [4]. M. HENDAOU. « Réception dans un système d'accès multiples à répartition par code. Application aux modes FDD et TDD.de UMTS ». Thèse de Doctorat, Université de BISKRA, 2014.
- [5]. V. Dégardi, « Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension » thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille,19 Décembre 2002 .
- [6]. A BECHOUNI et I.BERRAH, «Comparaison entre les algorithmes ATM-CFAR et ODV-CRAF »thèse de MASTER ,Université des Sciences et Technologies de KASDI MERBAH OUARGLA ,le 07 JUILLET 2019 .
- [7]. . M. BARKAT, Signal detection and estimation, 2edition, Artech house,2005.

Chapitre I

MODULATION OFDM

I.1. Introduction

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore, la propagation sur un canal radio électrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique [1], 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. Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique est donné à la **figure. I.1** où l'on se limite aux fonctions de base [2] :

La source émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires.

- Le codeur peut éventuellement supprimer des éléments binaires non significatifs (compression de données ou *codage de source*), ou au contraire introduire de la redondance dans l'information en vue de la protéger contre le bruit et les perturbations présentes sur le canal de transmission (*codage de canal*). Le codage de canal n'est possible que si le débit de source est inférieure à la capacité du canal de transmission (la probabilité d'erreur P_{tend} dans ce cas vers 0 d'après les travaux de Hartley - Shannon) [3].
- La modulation a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) sur lequel il sera émis [3].
- Enfin, du côté récepteur, les fonctions de démodulation et de décodage sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur [3].

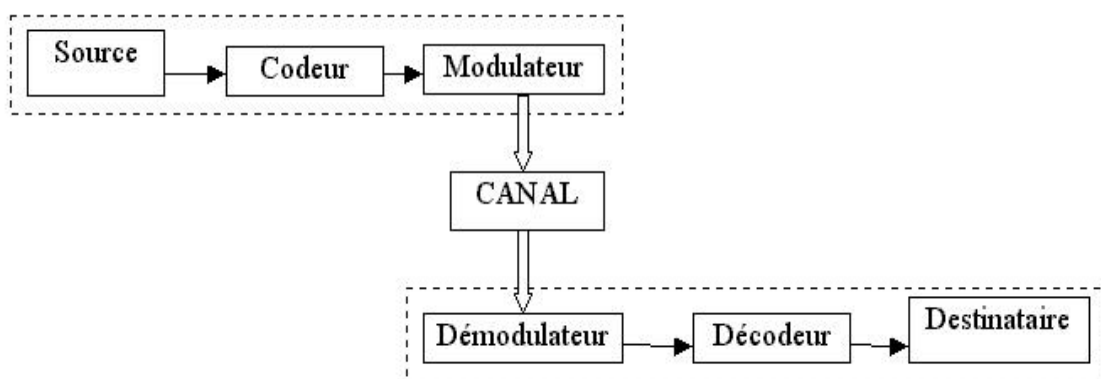


Figure I.1 : Schéma d'un système de transmission numérique

I.2. Les modulations numériques

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse $S(t)$ centrée sur la bande de fréquence du canal [4].

Les paramètres modifiables sont :

$$S(t) = A \cos(\omega \cdot t + \phi_0) \quad \text{EQ I.1}$$

- L'amplitude A

:

- La fréquence : f_0

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

EQ I.2

- La phase : ϕ_0

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prends que deux valeurs possibles. Dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prends M valeurs. Ceci permet d'associer à un état de modulation un mot de n digits binaires. [5] Le nombre d'états est donc $M=2^n$ Ces n digits proviennent du découpage en paquets de n digits du train binaire issu du codeur.

I.3. Les types de modulation numériques

Les types de modulation les plus fréquemment rencontrés sont les suivants [6],[7] :

- Modulation par Déplacement d'Amplitude MDA.

(*Amplitude Shift Keying ASK*).

- Modulation par Déplacement de Phase MDP.

(*Phase Shift Keying PSK*).

- Modulation par Déplacement de Phase Différentiel MDPD.

(*Differential Phase Shift Keying DPSK*).

- Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature MAQ.

(*Quadrature Amplitude modulation QAM*)

- Modulation par Déplacement de Fréquence MDF. (*Frequency Shift Keying FSK*).

I.4 La Modulation Multi porteuse

I.4.1 Principe

L'expression « modulation multi porteuses » recouvre de nombreux sigles tels que [4],[9] :

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplex .

COFDM: coded orthogonal frequency division multiplex .

DMT: digital multi tonne

MC : Multi carrier.

Le Principe consiste à décomposer le train de symboles original $\mathbf{b}(n)$ au rythme $1/T_s$ en N trains parallèles plus lents $\mathbf{b}_i(n)$ au rythme $1/(NT_s)$.on note $T_s = NT_s$ la durée des symboles sur chacun des N trains lents [8]-[12] .

I.5 La Modulation OFDM

La modulation multi porteuses OFDM apparaît être comme solution miracle pour les canaux sélectifs qui présentent des échos importants (canaux multi trajets). Elle est née dans les années 50 mais sans faire de succès. Faute de développement des circuits électronique des traitements numériques du signal qui n'en était qu'à ses débuts. Il a fallu attendre les années 80 pour que l'on prenne conscience de son intérêt et de son application [13],[15].

En effet, L'OFDM est un procédé de modulation qui permet de transmettre des données numériques dans un canal multi trajet tout en assurant un bon compromis entre performances et occupation spectral. Elle transmet les données au moyen d'un grand nombre de porteuses à bande étroite [14]-[16].

I.5.1 Principe

La modulation **OFDM** est une modulation multi porteuse, dans laquelle les porteuses sont orthogonales et les filtre de mise en forme rectangulaire .deux porteuses $\cos(2\pi f_1 t)$ et $\cos(2\pi f_2 t)$ Sont orthogonales si leur produit scalaire est nul [18]-[20] :

$$\int_0^{T_s} \cos(2\pi f_1 t) \cos(2\pi f_2 t) dt = 0 \quad \text{EQ I.3}$$

Une condition suffisante d'orthogonalité est que les deux fréquences soient espacées de $1/T$. Dans une modulation **OFDM**, les N fréquences f_i des porteuses

$$i \in [0, N - 1] \quad \text{Avec} \quad f_i = f_0 + \frac{i}{T_s}$$

On va montrer que, dans ce cas-là, la modulation peut s'effectuer efficacement par une FFT inverse.

I.5.2 pour quoi l'OFDM ?

La réponse peut-être formulée ainsi : un canal multi trajet présente une réponse fréquentielle qui n'est pas plate (cas idéal) mais comportant des creux et des bosses, dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur. Un très grand débit impose une grande bande passante et si cette bande passante "couvre" une partie du spectre comportant des creux (dus aux trajets multiples), il y a perte totale de l'information pour la fréquence correspondante. Le canal est alors dit "sélectif" en fréquence. Pour remédier à ce désagrément, l'idée est de répartir l'information sur un grand nombre de porteuses, créant ainsi des sous canaux très étroits pour lesquels la réponse fréquentielle du canal peut-être considérée comme constante [1],[25].

I.5.3 Occupation spectrale

On suppose ici que le filtre mise en forme utilisé sur chaque porteuse a une forme rectangulaire, c'est-à-dire que sa réponse impulsionnelle $S(t)$ est un rectangle de durée T

$$S(t) = \text{rect}(t - T_s/2/T_s) \quad \text{EQ I.4}$$

On suppose, de plus, que les N trains de symboles parallèles sont indépendants.

Pour chaque porteuse f_i , le sinus cardinal s'annule pour la fréquence de la forme $f_i + k/T$.

La largeur W de la densité spectrale de puissance du signal modulé multi porteuse est donc égale à :

$$W = N \cdot 1/T_s + 2/T_s = N + 1/T_s = N + 1/NT_s = 1/T_s \quad \text{EQ I.5}$$

On définit W en limitant la largeur de bande au premier passage à zéro des sinus cardinaux centrée sur la porteuse extrême.

Le signal multi porteuse complexe $\mathbf{z}(t)$ s'écrit :

$$z(t) = \sum z_i(t) e^{j2\pi \frac{i}{T_s} t} = \sum z_i(t) e^{j2\pi f_i t} = e^{j\omega t} \quad \text{EQ I.6}$$

Les enveloppes complexes $Z_i(t)$ des modulations mono porteuses s'écrivent :

$$z_i(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_i(k) s(t - kT_s) \quad \text{EQ I.7}$$

Le signal complexe $z(t) e^{(-j\omega_0 t)}$ est un signal analytique de largeur de support fréquentiel allant de 0 à $1/T_s$.

On peut donc l'échantillonner, d'après le théorème de **Shannon**, au rythme $1/T_s$. on va utiliser cette propriété pour exprimer le signal à l'aide d'une transformée de fourrier discrète inverse **IDFT** (inverse discrète fourrier transforme).

I.5.4 Réalisation par IFFT : inverse faste fourrier transforme

On peut écrire le signal Z à l'instant $n T_s$ de la manière suivante [27] :

$$z(nT_s) = e^{j\omega_0 nT_s} \sum_{i=0}^{N-1} z_i(nT_s) e^{j2\pi \frac{i}{T_s} nT_s} = e^{j\omega_0 nT_s} \sum_{i=0}^{N-1} z_i(nT_s) e^{j2\pi \frac{in}{N}}$$

$$z_i(nT_s) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_i(k) s(nT_s - kT_s) = b_i(n)$$

$$z(nT_s) = e^{j\omega_0 nT_s} \sum_{i=0}^{N-1} b_i(n) e^{j2\pi \frac{in}{N}} \quad \text{EQ I.8}$$

On constate donc que les N échantillons $\mathbf{z}(nT_s) e^{(-j\omega_0 nT_s)}$ obtenus sur période T_s correspondent aux

N échantillons de la **DFT** inverse des N symboles $\mathbf{b}_i(n)$.

La modulation **OFDM** peut donc se réaliser par transformée de fourrier discrète inverse, en utilisant un algorithme **IFFT** calcul rapide ; de la manière indiquée sur la figure I2.

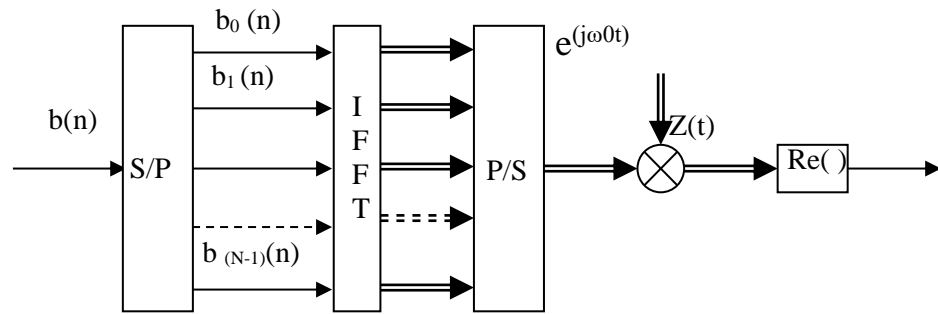


Figure I.2 : Modulation multi porteuse par IFFT

La figure suivante représente le démodulateur, qui Peut de la même façon s’effectuer par FFT et Les doubles flèches représentent des signaux complexe et $\text{Re}()$ =partie réel

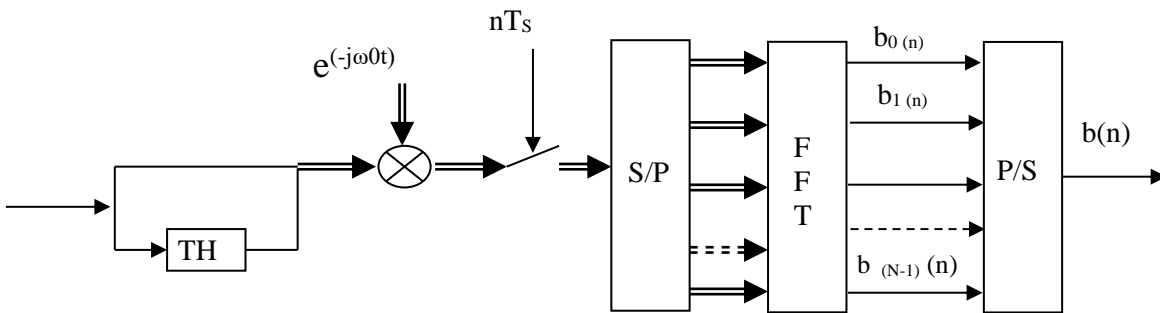


Figure I.3 : Démodulation multi porteuse avec FFT

Les doubles flèches représentent des signaux complexe et $\text{TH}()$ = Transformée de Hilbert

I.5.5 Les caractéristiques principales de transmission :

Les trois caractéristiques principales permettant de comparer entre elles les différentes techniques de transmission sont les suivantes:

- La probabilité d'erreur P_e par bit transmis permet d'évaluer la qualité d'un système de transmission.
- L'occupation spectrale du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission.
- La complexité du récepteur dont la fonction est de restituer le signal émis est le troisième aspect important d'un système de transmission

I.5.6 Les Types de transmission :

I.5.6.A. Transmission parallèle :

Une transmission parallèle est une transmission dans laquelle les transferts de donnée peuvent être émis simultanément sur plusieurs voies par exemple pour transmettre un octet on émet sur 8 signaux sur 8 voies différentes [5].

- Ces voies peuvent être physique n lignes dans un bus une telle solution devient prohibitive par son prix de revient quand l'émetteur et le récepteur sont éloignés l'un l'autre. Elle n'est en fait utilisée que des liaisons courtes un terminal a d'un ordinateur
- Ces voies peuvent être des sous-canaux d'un même canal on divise alors la bande passante du initial en n sous –bandes passantes

I.5.6.B. Transmission série :

Une transmission série est une transmission dont laquelle les données se succèdent dans le temps. Pour émettre des données sur une voie de transmission, il faut disposer d'un appareillage qui réalise la transformation parallèle série, c'est couramment un registre à décalage [5].

I.5.7. Les caractéristiques de canal de transmission :

Transmettre un train numérique par voie hertzienne n'est pas une mince affaire et c'est la raison pour laquelle c'est la technologie qui a demandé le plus de temps pour émerger
Caractéristiques du canal Le canal est caractérisé par plusieurs phénomènes physiques [5]:

- La réflexion du signal sur un obstacle.
- La réfraction du signal lorsque celui-ci traverse un milieu d'indice différent de celui d'où il provient.
- La diffraction due à un obstacle.

Tous ces phénomènes physiques entraînent des échos (propagation par trajets multiples due la présence d'obstacles) pouvant engendrer des évanouissements (fadings)) qui sont des « trous de transmission » résultant de l'annulation du signal à un instant et une fréquence donnée. Par conséquent, lorsqu'on est en réception fixe, portable ou mobile, la probabilité de recevoir uniquement une onde directe provenant d'un émetteur est très faible. On va donc recevoir le

signal émis par l'émetteur ainsi qu'une multitude de signaux atténués et retardés provenant des différents échos la figure I.4. [5]

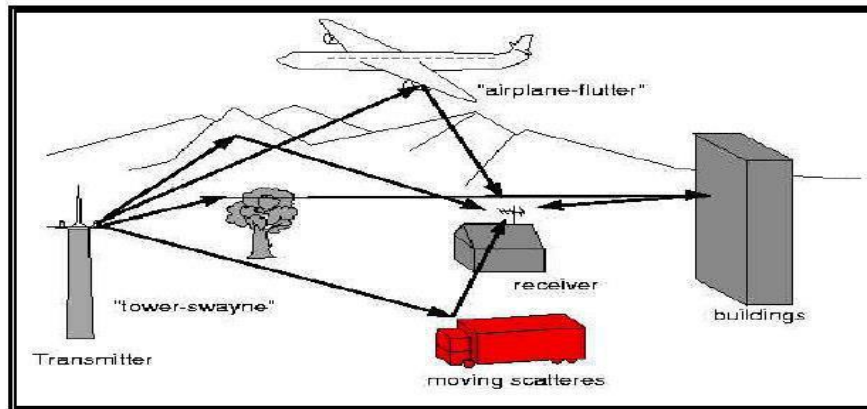


Figure I.4 : Trajet multiple dans un canal.

I.5.8. La fonction de transfert (Les sélectifs étés en fréquence) :

La fonction de transfert d'un canal résultant d'une propagation à trajets multiples présente une réponse fréquentielle qui n'est pas plate, mais comporte des creux et des bosses dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur. Un très grand débit impose une grande bande passante, et si cette bande couvre une partie du spectre comportant des creux, il y a perte totale de l'information pour la fréquence correspondante. Le canal est dit alors sélectif en fréquence. Pour remédier à ce désagrément, l'idée est de répartir l'information sur un grand nombre de porteuses, créant ainsi des sous canaux très étroits pour lesquels la réponse fréquentielle du canal peut être considérée comme constante la figure. I.5 [30].

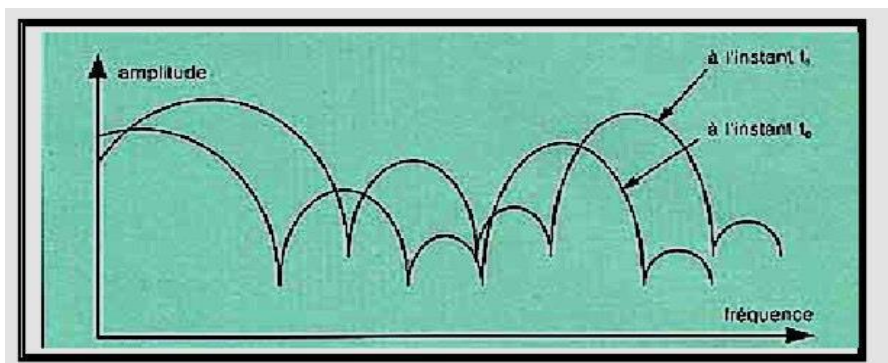


Figure. I.5 : Réponse fréquentielle du canal

I.5.9. Méthodes d'annulation des interférences :

Dans cette partie, nous exposerons brièvement les méthodes d'égalisation classiques destinées à la modulation multi porteuses pour annuler les interférences entre porteuses (**ICI**, Inter Carrier Interférence) et les interférences entre trames **OFDM**. Ce dernier type d'interférences est communément appelé interférences entre symboles (**ISI**, Inter Symbole Interférence) même si ce terme n'est pas très bien adapté au procédé **OFDM** [6]-[8].

I.5.9. A. Interférence entre symboles IES

Les interférences entre symboles sont dues au comportement multi trajets du canal, le signal reçu provenant de la contribution du trajet direct et des trajets multiples introduisant des déphasages et des retards, ces derniers pouvant être du même ordre de grandeur que la durée d'un symbole. Pour remédier à ce problème, on ajoute entre deux trames **OFDM**, un préfixe ou intervalle de garde, dont la durée Δ doit être supérieure au retard maximum des signaux issus des trajets indirects. L'insertion de ce préfixe est présentée (**Figure I.6**) [6]-[8].

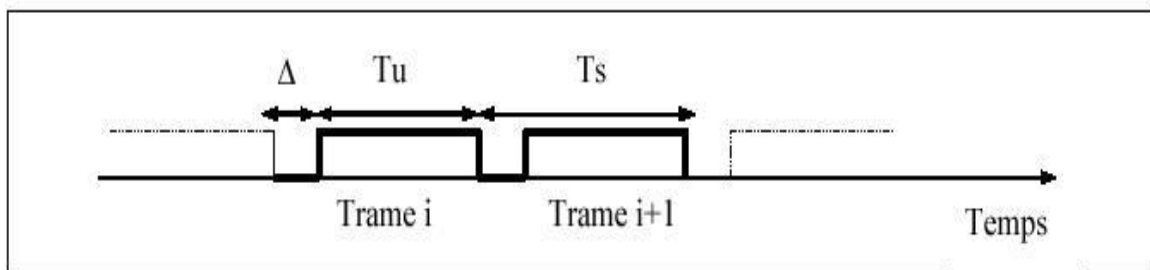


Figure I.6 : Interférence entre symboles IES

La trame initiale $\{D\}_1 : N$ comporte N échantillons, chacun d'eux correspondant à un symbole issu de la modulation **M-QAM**. L'écart T_e entre deux échantillons successifs est identique à la durée d'un symbole DK , ce qui revient simplement à dire que l'on a un point d'échantillonnage par symbole. Dans la technique **OFDM**, en dehors des aspects de transformée de Fourier, on effectue une conversion série parallèle (**S/P**) puis parallèle série (**P/S**). pour retrouver le débit initial, il suffit simplement, lors de la remise en série, que l'écart temporel T_e entre deux symboles **OFDM_{sn}**, donc entre les deux échantillons correspondants, soit identique à T_e . T_e est souvent appelé période d'échantillonnage de la trame ce cas une diminution du débit **OFDM** [6].

Malheureusement, l'insertion d'un préfixe va provoquer dans ce cas une diminution du débit utile. à diminuer T_e pour retrouver le débit initial. Ceci se traduira évidemment par une augmentation de la bande passante nécessaire à la transmission.

Si on ajoute un préfixe dont la durée est identique à celle de L symboles, la période T_e d'échantillonnage pour obtenir le même débit doit être égale à [6]-[8]:

$$T_e' = \frac{T_u}{N+L} = \frac{NT_e}{N+L} \quad \text{EQ I.9}$$

La durée effective de la trame **OFDM**, comportant les N symboles échantillonnés à T_e est désormais réduite à :

$$T_u' = NT_e' = \frac{NT_u}{N+L} \quad \text{EQ I.10}$$

De même l'espacement inter fréquence $\Delta f'$ entre deux sous-porteuses devient :

$$\Delta f' = \frac{1}{T_e'} = \frac{N+L}{N} \Delta f \quad \text{EQ I.11}$$

La bande de transmission est donc augmentée du même facteur $K = \frac{N+L}{N}$

Le préfixe est ajouté à l'émission après la **IFFT**, puis enlevé à la réception avant le module de la **FFT** [6].

I.5.9. B. Interférence entre sous-canaux (ICI) :

Si le préfixe inséré au débit d'une trame **OFDM** est muet (sans aucun signal), des interférences inter porteuses, ou ICI (Inter Carrier Interférence), vont se produire. Pour expliquer ce phénomène, il est beaucoup plus facile de raisonner dans le domaine fréquentiel plutôt que dans le domaine temporel, non échantillonné. Prenons donc l'exemple d'une transmission **OFDM** à N sous-porteuses à travers un canal à deux trajets, dont le retard du trajet indirect est δ , inférieur à la longueur du préfixe Δ . La durée d'une trame **OFDM** sans son préfixe est comme précédemment, noté T_u . Observons sur la Figure I-7 Les chronogrammes de deux « voies » particulières, correspondant aux sous-porteuses de fréquences respectives f_i et f_{i+1} [21].

Dans la partie supérieure de la **Figure I.7**, les signaux **i** et **i+1** issus soit du trajet direct, soit du trajet réfléchi sont représentés en fonction du temps. Il est important de noter que le décalage δ , du au retard de trajet, modifie notablement l'allure du signal dans la fenêtre d'observation, de largeur **Tu**, liée à la référence d'horloge, puisque la sinusoïde n'est présente que sur une durée **Tr** [21].

En réception, après suppression du préfixe, on réalise la **FFT** sur la durée **Tu** de la trame **OFDM**, correspondant à la fenêtre visualisée sur la figure I-7. Si on s'intéresse tout d'abord au trajet direct, la transformée de Fourier d'une sinusoïde de fréquence **fi**, convolutive par la fonction porte de largeur **Tu**, correspondras à un sinus cardinal s'annulant aux fréquences, **fi+k/Tu**, **K** étant un entier positif ou négatif. Il en est de même pour la sous-porteuse **fi+1**, et compte tenu du décalage choisi entre les fréquences porteuses, le maximum d'un spectre correspondant au zéro d'un autre et inversement. Par contre, pour les signaux ayant subi une ou plusieurs réflexions, donc décalés dans le temps, la sinusoïde née est présente que sur une durée **Tr < Tu**. Ceci entraînera une modification de la fonction caractérisant le contenu spectral de puissance du signal, dont les passages par zéro se produiront donc pour des valeurs différentes de celles associées au trajet direct,. Les diverses courbes de la partie inférieure de la Figure I-7 mettent clairement ce problème en évidence. Lors de l'échantillonnage, il n'y aura plus orthogonalité entre les sous-porteuses et on retrouvera des informations d'une sous porteuse sur l'autre [21].

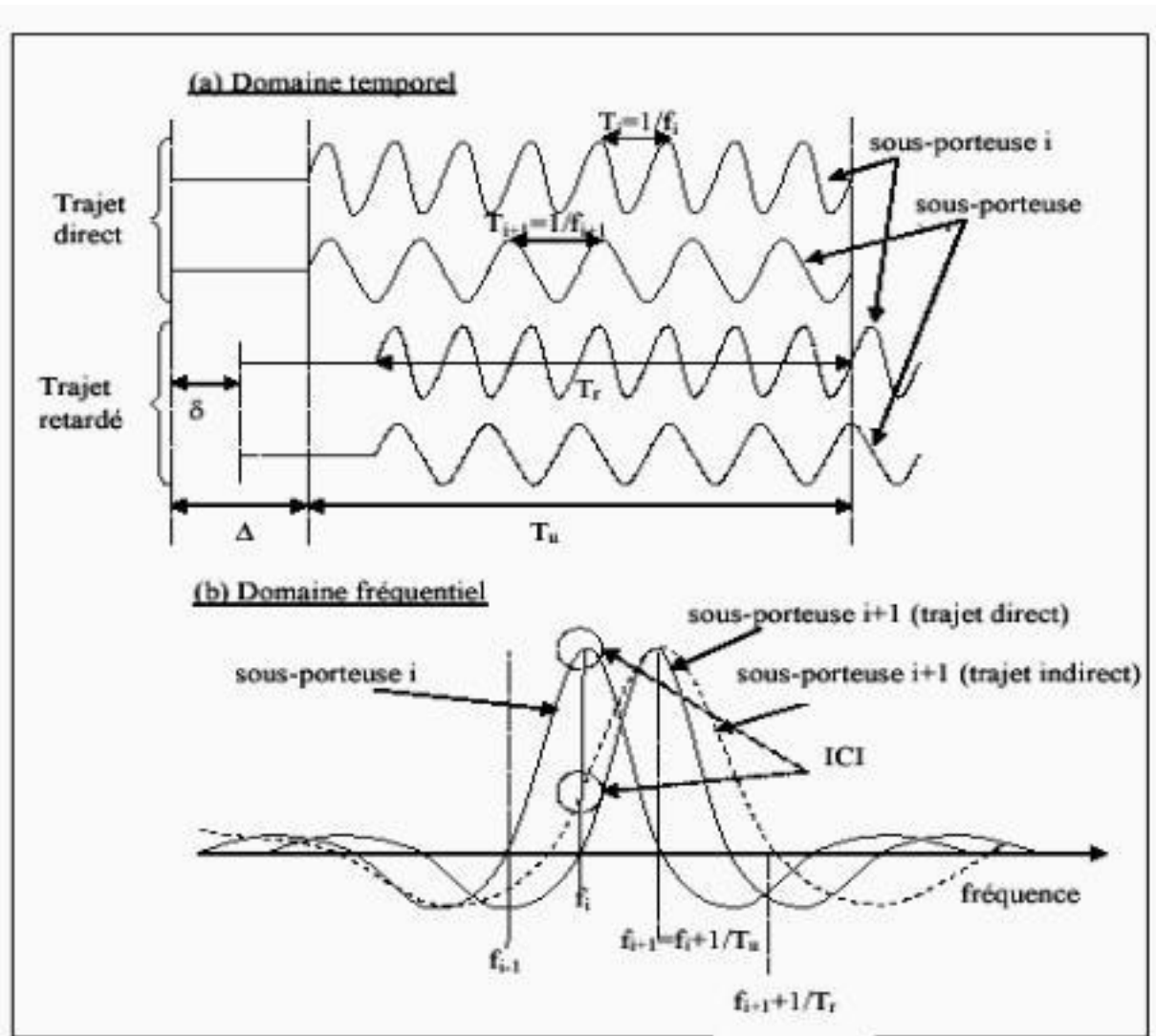


Figure I-7: Interférence entre porteuse dans le domaine temporel (a) et fréquentiel (b)

Afin d'éviter ces interférences, le préfixe ne doit pas être muet, mais être la recopie des L derniers symboles de la trame OFDM, comme le présente le schéma de la **Figure I-8**.

On parle dans ce cas de préfixe cyclique. L'avantage de cette recopie est que chaque signal, issu d'un trajet multiple, possèdera toujours un nombre entier de sinusôides sur la durée T_u .

Dans le domaine fréquentiel et grâce au préfixe cyclique, la sommation des signaux de la sous porteuse f_i issus des trajets ne détruit donc pas l'orthogonalité des sous-porteuses, mais introduit seulement un déphasage. La valeur de L est choisie de telle façon que la durée des L symboles soit supérieure au retard maximum entre trajets, comme nous l'avons signalé précédemment [21],[26].

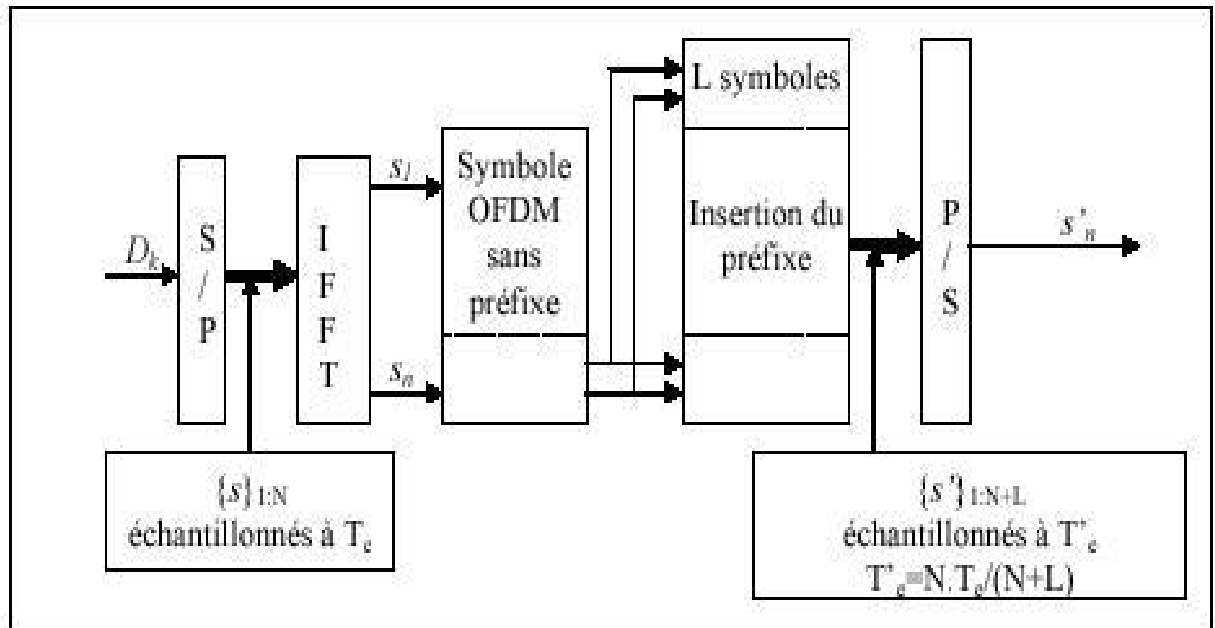


Figure I.8 : Schéma de principe de l'insertion du préfixe cyclique.

I.5.10. 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 [26].

L'utilisation d'un très grand nombre de porteuses est une perspective presque effrayante : il faut sûrement beaucoup de modulateurs / démodulateurs et de filtres ? Il faut aussi davantage de largeur de bande. Il est heureusement simple de résoudre ces deux problèmes en spécifiant un espacement $f_u = 1/T_u$ rigoureusement régulier de Entre les sous- T_u porteuses, où est la période utile du symbole pendant laquelle le récepteur intègre le signal démodulé. Les porteuses forment alors ce que les mathématiciens appellent un ensemble orthogonal (**Figure-I.9**) [26].

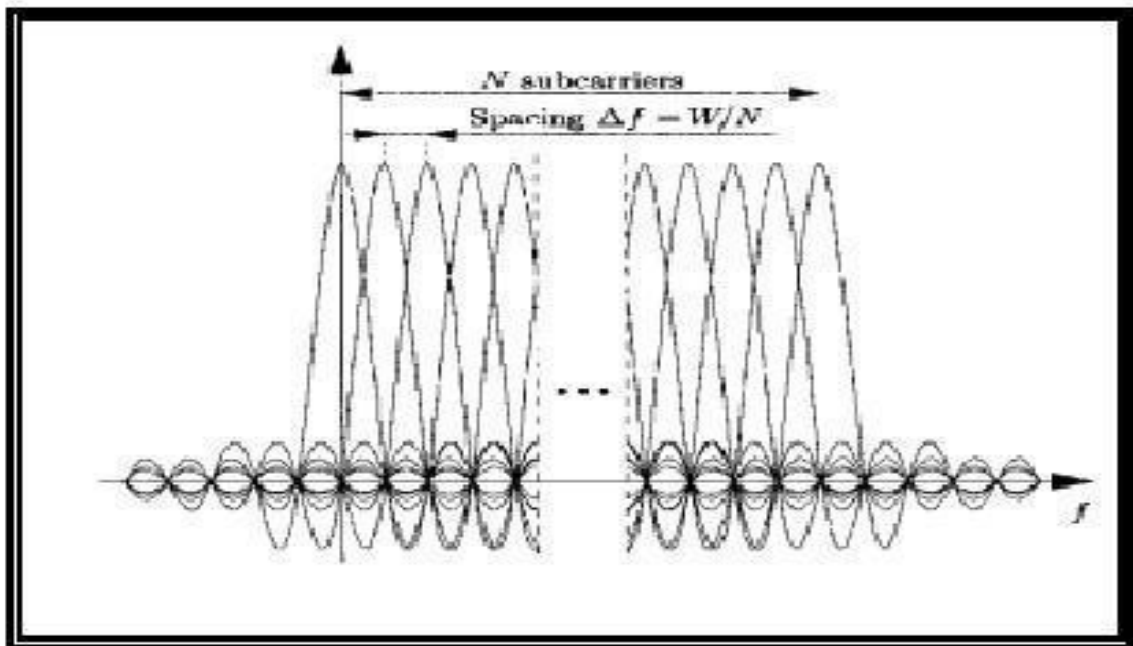


Figure. I.9: N sous-porteuses orthogonales pour un système OFDM

En considérant tout d'abord le signal **OFDM** comme un simple multiplexage en fréquence, la $k^{\text{ème}}$ sous porteuse (en bande de base) peut s'écrire sous la forme :

$$\Psi_k(t) = e^{jk\omega_u t} \quad \text{EQ I.12}$$

Avec $\omega_u = 2\pi/T_u$

Les porteuses satisfont la condition d'orthogonalité

$$\int_{\tau}^{\tau+T} \Psi_k(t) \Psi_l^*(t) dt = 0 \quad , \quad k \neq l \quad \text{EQ I.13}$$

$$= T_u \quad , \quad k = l$$

Donc, cette contrainte est une condition d'orthogonalité pour les fonctions $\Psi_k(t)$, et les fonctions $\Psi_k(t)$ forment une base orthogonale de l'espace temps-fréquence, ce qui permet de retrouver facilement les symboles et autorise donc un recouvrement spectral sans perte de l'information [26].

I.5.11. Préservation de l'orthogonalité (Intervalle de garde)

Une même suite de symboles arrivant à un récepteur par deux chemins différents se présente comme une même information arrivant à deux instants différents, elles vont donc s'additionner provoquant ainsi les deux types de défauts suivants [30] :

- L'interférence intra symbole : Addition d'un symbole avec lui-même légèrement déphasé.
- L'interférence inter symbole : addition d'un symbole avec le suivant plus le précédant légèrement déphasé.

I.5.11 .A. Préfixe meut "morte"

Entre chaque symbole transmis, on insère une zone "morte" appelée intervalle de garde. De plus, la durée utile d'un symbole sera choisie suffisamment grande par rapport à l'étalement des échos. Ces deux précautions vont limiter l'interférence inter symbole [31].

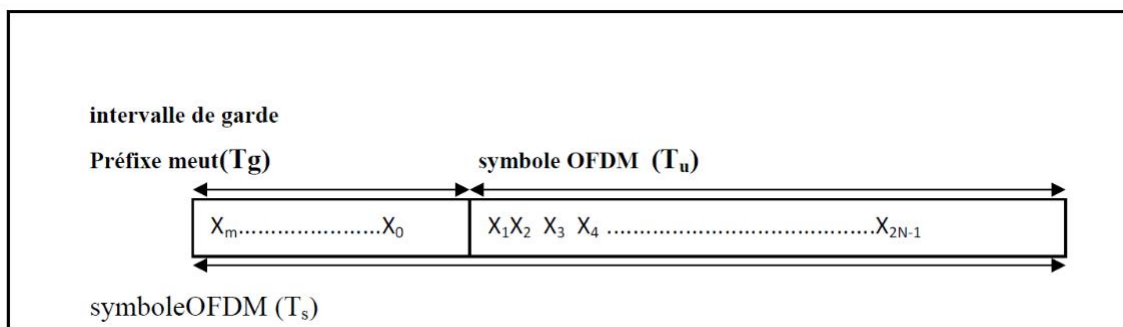


Figure .I.10 : Intervalle de garde (Préfixe meut) [$X_m \dots X_0$] : des zéros

I.5.11.B. Préfixe cyclique :

La durée T_u pendant laquelle est émise l'information diffère de la période symbole T_s car il faut prendre en compte, entre deux périodes utiles, un "temps de garde" T_g qui a pour but d'éliminer l'ISI qui subsiste malgré l'orthogonalité des porteuses. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale à l'écho non négligeable le plus long (celui qui a le retard maximal) [30].

Entre la période symbole, la période utile et l'intervalle de garde s'instaurent donc la relation :

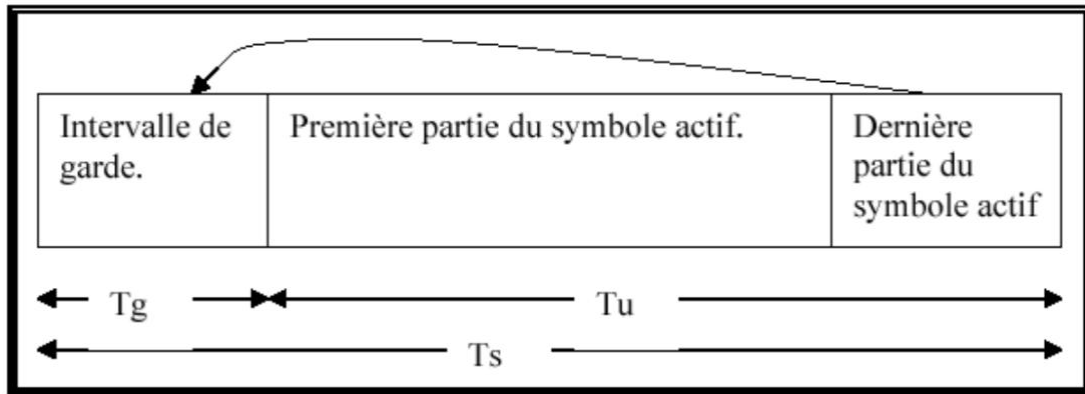


Figure .I.11 : Intervalle de garde (Préfixe cyclique)

La figure II.11 illustre l'adjonction d'un intervalle de garde. La période du symbole est prolongée de manière à être supérieure à la période d'intégration T_u . Toutes les porteuses étant cycliques à l'intérieur de T_u , il en va de même pour l'ensemble du signal modulé. Le segment ajouté au début du symbole pour former l'intervalle de garde est donc identique au segment de même longueur à la fin du symbole [22].

Tant que le retard d'un trajet par rapport au trajet principal (le plus court trajet) est inférieur à l'intervalle de garde, les composantes du signal à l'intérieur de la période d'intégration viennent toutes du même symbole : Le critère d'orthogonalité est satisfait. Les brouillages **ICI** (Inter Code Interférence) et **ISI** (Inter Symbole Interférence) ne se produisent que lorsque le retard relatif est plus long que l'intervalle de garde [24].

I.5.11 .C. La longueur de l'intervalle de garde

La longueur de l'intervalle est choisie de manière à correspondre au niveau de trajets multiples prévu. Elle ne devrait pas représenter une trop grande partie de T_u , pour ne pas sacrifier trop de capacité en données (et de rendement spectral). Pour la **DAB**, on utilise un intervalle de garde d'environ $T_u / 4$; La **DVB** comporte davantage d'options, la plus grande étant $T_u / 4$ [30].

Pour accepter des retards très longs (comme pour les «trajets multiples artificiels» d'un réseau SFN), T_u doit donc être étendue, couvrant des centaines, voire des milliers de porteuses.

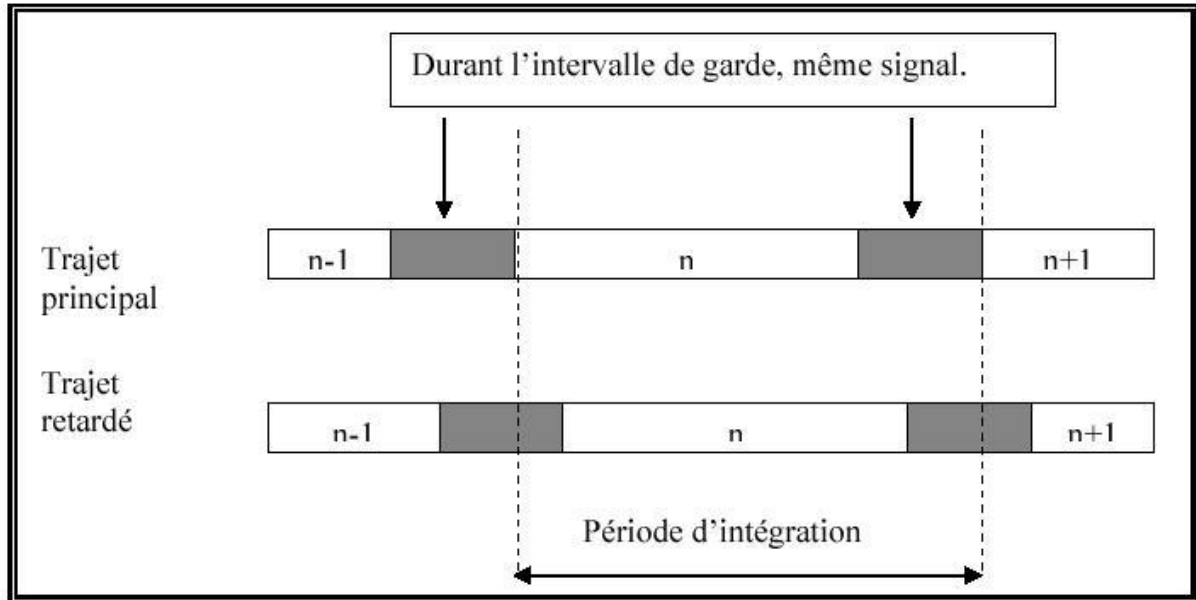


Figure .I.12 : Intégration du signal avec intervalle de garde

Les signaux, arrivant de différents trajets, peuvent s'ajouter de manière constructive ou destructive. En fait, il est possible de montrer que le signal démodulé à partir d'une porteuse donnée est très similaire au signal émis : il est simplement multiplié par la réponse fréquentielle équivalente du canal (à propagation par trajets multiples) sur la même fréquence porteuse [30] .

I.5.12. Le bruit :

Dans un système de transmission Les sources de bruit sont multiples. On Les classe en deux catégories.

I.5.12.A. Le bruit interne :

Il est crée par Les composants (résistances , transistors,...) qui constituent le système de transmission .C'est principalement le bruit crée par les circuits d'entrée du récepteur dont le niveau peut être comparable à celui du signal reçu qui est le plus gênant. Ce bruit est modélisé par un processus aléatoire additif centré stationnaire de densité spectrale de puissance constante [11].

Ce bruit est appelé bruit blanc .Il provient de l’agitation d’un très grand nombre de Particules indépendantes ce qui lui confère au nom théorème de la limite centrale une statistique gaussienne [11].

I.5.12.B. Le bruit externe :

Il dépend beaucoup du type de transmission considéré. En télécommunications par satellite on trouve exemple [11] :

- Le bruit galactique
- Le bruit émis par la source.
- Le bruit émis par les corps du système solaire.
- Le bruit thermodynamique lié au rayonnement des corps absorbants (sol, gaz atmosphérique, pluie).

On regroupe aussi sous le nom de bruit les perturbations d’origine industrielle (ligne Electrique, moteurs etc....) ainsi que les perturbations créées par les autre systèmes de Transmission.

I.5.13. L’égaliisation fréquentielle :

Si on note $s'(t)$ le signal **OFDM** émis avec le préfixe cyclique, $r'(t)$ le signal reçu, $h(t)$ la réponse impulsionelle du canal $n(t)$ le bruit canal, on peut alors écrire, si représente la convolution [11] :

$$s'(\tau)h(t - \tau)d\tau + n(t) \int_{-\infty}^{+\infty} s'(t) + n(t) = \otimes r'(t) = h(t) \tag{EQ I.14}$$

Si $R'(f)$, $H(f)$, $S'(f)$, et $N(f)$ sont respectivement les transformées de Fourier de $r'(t)$, $s'(t)$, $h(t)$ et $n(t)$, alors l’expression de $r'(t)$ s’écrit dans le domaine fréquentiel :

$$R'(f) = H(f).S'(f) + N(f) \tag{EQ I.15}$$

Ces équations, appliquées aux signaux continus, restent valables pour des signaux Discrets si d’une part, le nombre de symboles sur lesquels s’effectue la transformée de Fourier discrète, est Suffisamment important et si, d’autre part, un deux signaux convolués est périodique pour la convolution temporelle des soit circulaire Cette Dernière condition est vérifiée grâceà l’introduction du préfixe cyclique [30].

Comme on suppose que les interférences **ISI** et **ICI** ont été parfaitement annulées grâce à l’insertion du préfixe cyclique, le symbole **OFDM** reçu après l’opération de **FFT**, **Y_{t,k}** correspondant au symbole émis **D_{t,k}** de la sous-porteuse **K** et de la trame **t**, est donné par la relation suivante [29] :

$$Y_{t,k} = H_k D_{t,k} + N_{t,k} \quad \text{EQ I.16}$$

H_k est la réponse fréquentielle de la **K^{ième}** sous-bande et **N_{t,k}** un échantillon de bruit. Pour corriger les déformations du signal introduites par le canal, et donc pour retrouver **D_{t,k}**, on introduit derrière le module **FFT**, un égaliseur formé par **N** multiplieurs dont les coefficients peuvent être obtenus lors d’une séquence d’entraînement[30].

La solution la plus simple, pour estimer **H_k** est d’émettre une séquence d’initialisation constituée de **N_T** trames **OFDM** du récepteur. Le module d’estimation calcule pour chaque sous-porteuse **k**, une valeur moyenne de **H_k** notée **H[^]_k** estimée sur **N_T** trames afin de réduire l’influence du bruit et tel que [30] :

$$\hat{H}_k = \frac{1}{N_T} \sum_{t=1}^{N_T} \frac{Y_{t,k}}{D_{t,k}} = \text{EQ I.17}$$

Si l’égaliseur est celui basé sur le critère naturel de forçage à zéro (Zéro Forcing), il se réduit à un filtre inverse de la fonction de transfert, dont coefficients **C_k** sont donnés par la relation :

$$C_k = 1/\hat{H}_k \text{ avec } 1 \leq k \leq N \quad \text{EQ I.18}$$

I.5.14. Utilisation de la TFR (FFT)

Après avoir échappé à des milliers de filtres grâce à l’orthogonalité, passons maintenant à la mise en œuvre des porteuses de démodulation et de tous les multiplieurs et intégrateurs [29].

Dans la pratique, nous travaillons sur le signal reçu sous forme échantillonnée (naturellement au-dessus de la limite de Nyquist). Le processus d’intégration devient alors une simple sommation, et l’ensemble de la démodulation prend une forme identique à une transformée de Fourier discrète (**TFD**). Heureusement, nous disposons de réalisations

efficaces de la transformée de Fourier rapide (**TFR**) (on trouve déjà les circuits intégrés), ce qui nous permet de réaliser relativement facilement des équipements **OFDM** de laboratoire. Les versions communes de la **TFR** fonctionnent sur un groupe de $2M$ échantillons temporels (correspondant aux échantillons pris dans la période d'intégration) et donnent le même nombre de coefficients fréquentiels. Ceux-ci correspondent aux données démodulées à partir des nombreuses porteuses [29].

Etant donné que nous effectuons l'échantillonnage au-dessus de la limite de **Nyquist**, les coefficients obtenus ne correspondent pas tous aux porteuses actives que nous avons utilisées [25].

On utilise de même la TFR inverse dans l'émetteur pour générer le signal **OFDM** à partir des données d'entrée [22].

I.5.15. Résistance aux perturbations

Le fait de transmettre sur N porteuses orthogonales augmente bien évidemment la résistance de l'OFDM aux parasites, brouilleurs et autres perturbations, et c'est d'autant plus vrai que ce nombre N est en pratique assez élevé (la norme de télévision numérique DVB permet d'utiliser jusqu'à 8192 porteuses). D'autre part, la présence de l'intervalle de garde permet d'éviter les interférences entre symboles qui pourraient provoquer des pertes d'information [25].

Même si une partie du signal a été fortement endommagée par les perturbations dues au canal, on se rend compte que seules certaines fréquences en ont pâti, mais que globalement l'information est quand même parvenue jusqu'au récepteur [25].

I.5.16. Schéma bloc d'un système OFDM :

Ce schéma (**Figure. I.13**) représente un système **OFDM** complet. Il comporte un émetteur, un récepteur et un canal à travers lequel se fait la transmission [6].

On a d'abord le générateur des données qui vont être transmises, ensuite on a un convertisseur série parallèle qui divise les données à son entrée en des flux de données parallèles de débits réduits.

On a encore le bloc de modulation numérique (QAM, 16-QAM ...), le bloc d'insertion et d'omission de temps de garde, les blocs **FFT** et **IFFT** pour la modulation et

Démodulation des sous porteuses et enfin les blocs caractérisant le canal de transmission. A la sortie, on rejoint les flux de données parallèles pour reconstituer les données initiales [14].

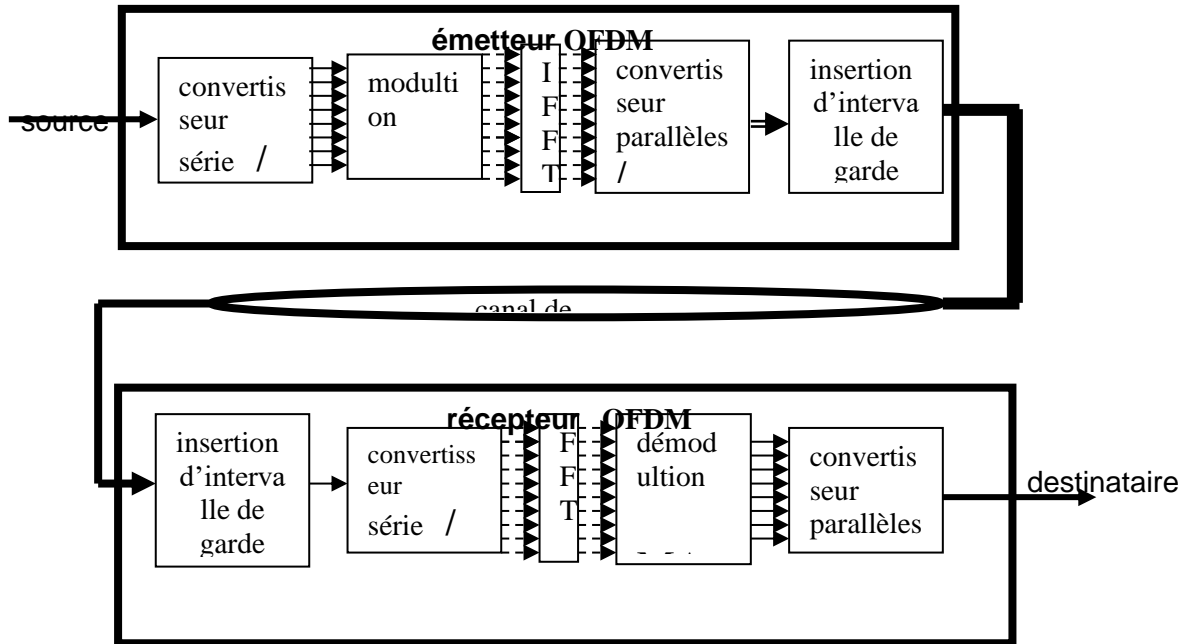


Figure .I.13 : Schéma bloc d'un système OFDM.

I.5.17. L'avantage de l'OFDM :

Les avantages de l'OFDM sont nombreux :

Utilisation optimale de la bande de fréquence allouée par orthogonalisation des porteuses ne nécessite pas d'égalisation mais une simple estimation périodique de la réponse du canal permet de s'affranchir des multi trajets en liant les éléments statistiquement indépendants [12].

La multiplicité de la modulation est basée sur un algorithme bien connu et peu complexe : la FFT un codage et entrelacement adapté permet d'améliorer de façon importante le taux d'erreur.

I.5.18. Les inconvénients de l'OFDM

Le principal inconvénient est le suivant :

Du fait de la modulation, un signal OFDM temporel peut-être considéré comme une somme de N sinusoides. L'enveloppe de ce signal suit, selon le théorème de la limite centrale, une loi de Gauss et la probabilité que le signal total ait une grande amplitude est d'autant plus faible que N est grand mais existe cependant et ne doit pas être négligée dès lors que l'on travaille à des forts niveaux d'amplifications. L'idée est de prendre un certain recul et de se garder de dépasser la zone où la réponse de l'amplificateur n'est plus linéaire [10].

Il serait en effet très dommageable de causer des distorsions non linéaires dans le cas de l'OFDM. De nombreux dispositifs ont été mis en place pour palier à ce problème, mais sous certaines conditions (nombres de porteuses faible par exemple) [30].

L'idée est de trouver une façon de réduire le facteur de crête (caractéristique du "dépassement")

I.6 Conclusion :

Le succès du déploiement des systèmes de communication de la téléphonie mobile, et la fusion entre les réseaux informatiques et les systèmes de communication ont promis d'un bon future dans le monde de communication à haut débit comme l'accès à l'Internet et les applications multimédia.

Un des majeurs problèmes que rencontre la transmission à débit élevé est le problème de trajet multiple. L'**OFDM** apparaît comme une bonne solution pour les trajets multiples, et ceci en divisant la bande de transmission en **N** sous canaux orthogonaux. Un préfixe cyclique (Intervalle de Garde) est ensuite ajouté au début du symbole et ce préfixe est identique au segment de même longueur à la fin du symbole. La longueur de cet intervalle est choisie de façon à être supérieure à la valeur maximale de délai dû à l'effet de trajet multiple [30].

L'**OFDM** présente une grande simplicité dans la modulation et la démodulation ayant besoin d'un seul modulateur et d'un seul démodulateur. Ceci a lieu dans le cas où les différents éléments fondamentaux sont correctement sélectionnés : Nombreuses porteuses orthogonales, intervalle de garde, entrelacement et des bonnes informations sur l'état du canal [29] .

- [1]. N. AOUNALLLAH. « Utilisation des antennes intelligentes dans les systèmes de communications sans fil ». Thèse de Doctorat, Université DJILLI LIABES DE SIDI BEL ABBES , 2014/2015.
- [2]. B. BOUCHEMAL. «Synchronisation du code PN les systèmes à accès multiple MC-DS-CDMA avec modulation multi-porteuse» Thèse de magister Université Mentouri Constantine,.
- [3]. L. HACINI. «Schémas hybrides d'acquisition adaptative de codes PN pour des communications DS-CDMA dans un canal Rayleigh ».Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, 2012.
- [4]. N. N. ALHARIQI. «PN acquisition using adaptive thresholding and smart antenna for direct sequence CDMA mobile communication». King saoud université 2013.
- [5]. S.BENKRINAH. «La synchronisation CFAR dans les systèmes de communications CDMA». Université Mentouri Constantine, Thèse de Doctorat, 2018.
- [6]. A. AISSAOUI. « Synchronisation Adaptative du Code PN dans les Systèmes de Communication DS/SS». Université MENTOURI Constantine,Thèse de doctorat, 2008.
- [7]. KE-LIN-DU and M-N-S-SWAMY « Wireless communication systems » Cambridge University Press, 2010.
- [8]. N. ALHARIQI, M. BARKAT and A. SOFWAN, “Serial PN acquisition using smart antenna and censored mean level CFAR adaptive thresholding for a DS-CDMA Mobile communication”. IEEE 14th International Conference on High Performance Computing and communications. HPCC, 2012.
- [9]. <http://www.trairadiacademy.com/topic/the>
- [10]. H. G. KIM et al., “Adaptive code acquisition using a GO-CFAR processor in DS/CDMA systems, in proceeding of IEEE Region 10 Conference (TENCON), Korea, PP. 542-545, 1999.R.
- [11]. H. KWON et al., “Non coherent constant false-alarm rate schemes with receive diversity for code acquisition under homogeneous and non homogeneous fading circumstances,” IEEE Transaction son Vehicular Technology, Vol. 56, pp. 2108-2120, 2007.
- [12]. difference-between -fdma-and - tdma.K. FAZEL and L. PAPKE, “On the performance of convolution ally-coded CDMA/OFDM for mobile communications system,” in *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'93)*, Yokohama, Japan, pp. 468–472, Sept. 1993.

- [13]. R.L. PICKHOLTZ, D.L. SCHILLING and L.B. MILSTEIN, “Theory of spread-spectrum communications—a tutorial” *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 30, pp. 855–884, May 1982.
- [14]. IEEE-802.11 (P802.11a/D6.0), “LAN/MAN specific requirements – Part 2: Wireless MAC and PHY specifications– high speed physical layer in the 5 GHz band,” IEEE 802.11, May 1999.
- [15]. S. KAISER. “Multi-carrier CDMA mobile radio systems – analysis and optimization of detection, decoding, and channel estimation”. PhD Thesis Dusseldorf: VDI-Verlag, Fortschrittberichte VDI, series 10, no. 531, 1998,.
- [16]. M. BARKAT. An adaptive acquisition using order statistic CFAR in DS-CDMA serial search for a multipath Rayleigh fading channel," *Proceedings of the Third IEEE International Conference on Systems, Signals and Devices*, Tunisia, 2005.
- [17]. A. Polydoros and C. L. Weber. “A united approach to serial search spread-spectrum code acquisition | Part I: General theory,” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 32, No. 5, 542–549, May 1984.
- [18]. A. Safwan, M. Barkat and S. A. Alqahtani, “PN code acquisition using smart antennas and adaptive thresholding for spread spectrum communications,” *Wireless Networks*, Vol. 22, N°.1, pp.223–234, 2015.
- [19]. K. BERBRA, M. BARKAT and A. ANOU, “PN Code Acquisition Using Smart Antenna and Adaptive Thresholding CFAR Based on Ordered Data Variability for CDMA Communications”, *Progress in Electromagnetic Research B*, Vol. 57, pp. 139- 155, 2014.
- [20]. J. H. WINTERS, “Smart Antennas for Wireless Systems,” *IEEE Personal Communications*, pp. 23-27, 1998.
- [21]. C. A. BALANIS, “Antenna Theory: A Review,” *In Proceedings of IEEE*, Vol. 80, N°.1, 1992.
- [22]. A. AISSAOUI, Z. HAMMOUDI and A.FARROUKI, “Adaptative Pseudo-Noise Code Acquisition Scheme Using Automatic Censoring for DS/SS Communication in Frequency –Selective Rayleigh Fading Channel” .MARCH 2008.
- [23]. R. BEKHAKHECHA. « Détection adaptative pour les systèmes de communication DS-CDMA », Université Constantine.
- [24]. G. L. STÜBER, *Principles of Mobile communication*, Springer, 2017.
- [25]. M. BARKAT, *Signal detection and estimation*, 2edition, Artech house, 2005.

- [26]. M. HENDAOUI. « Réception dans un système d'accès multiples à répartition par code. Application aux modes FDD et TDD.de UMTS ». Thèse de Doctorat, Université BISKRA, 2014.
- [27]. V. Dégardi «Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension» thèse de doctorat. Université des Sciences et Technologies de Lille le 19 Décembre 2002 .
- [28]. O. BERDER «Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-Antennes » thèse de doctorat Université de Bretagne Occidentale le 20 Décembre 2002 .
- [29]. A.BECHOUNI ET I. BERRAH« Comparaison entre les algorithmes ATM-CFAR et ODV-CRAF» thèse de MASTER2 Université des Sciences et Technologies de KASDI MERBAH OUARGLA le 07 JUILLET 2019 .
- [30]. B.BOURASSE «Cours de communication numérique» Université des Sciences et Technologies de MOULAI ETAHER SAIDA 2005

Chapitre II

LA TECHNOLOGIE ADSL

II.1. Historique :

La technologie ADSL a été développée dans les laboratoires Bell Core en 1987. France Télécom R&D (à l'époque appelé C.N.E.T) a réalisé une première mondiale en expérimentant fin 1996 des services de télévision numérique en ADSL sur ATM. Les opérateurs se sont intéressés à cette technologie depuis quelques années [1].

II.2. Qu'est ce que l'ADSL ?

Le terme ADSL signifie Asymmetric Digital Subscriber Line (dans les pays francophones ce terme est parfois remplacé par LNPA qui signifie Ligne Numérique à Paire Asymétrique. [2].

Cette technologie regroupe toutes celles mises en place pour un transport numérique de l'information sur une ligne téléphonique, c'est-à-dire analogique.

Cette technologie est divisée en 2 grandes familles, la première utilise la transmission symétrique et la deuxième une transmission asymétrique.

L'ADSL, fait partie de cette dernière cette technique permet de faire coexister sur une même ligne un canal descendant de haut débit, un canal montant de moyen débit mais aussi un canal téléphonique [3].

II.3. Première approche :

Les services téléphoniques traditionnels nécessitent une largeur de bande de 3,1 KHz (la bande passante comprise entre 300 Hz et 3400 Hz), or les câbles reliant les centraux téléphoniques aux utilisateurs possèdent tous une bande passante supérieure, de l'ordre de plusieurs centaines de KHz. C'est sur ce réseau d'accès câblé que se sont développées les techniques xDSL. [4]

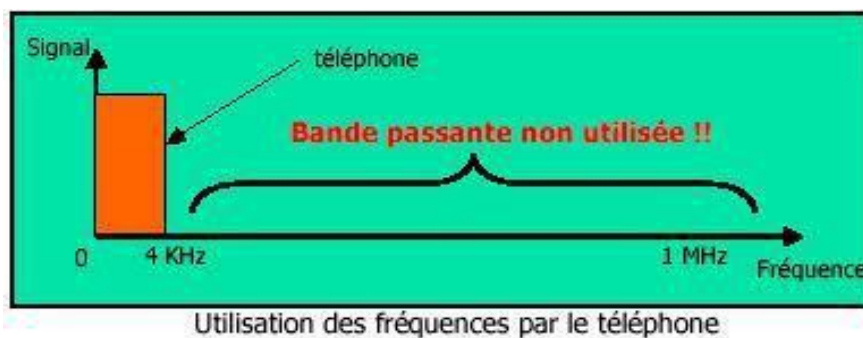


Figure II.1: Utilisation de fréquence par le téléphone

II.4 Comment faire cohabiter un réseau analogique et ADSL sur une même ligne ?

II.4.1. La paire torsadée :

Comme nous l'avons vu ces deux réseaux vont être transportés sur un même câble, la paire torsadée. Elle est constituée de conducteurs de cuivre d'un diamètre compris entre **0.4 mm** et **.8 mm**. Ces conducteurs sont isolés et torsadés afin de diminuer la diaphonie (phénomène de rayonnements électromagnétiques entre les paires). [5] , [6].

II.4.2. Principe de fonctionnement :

Les avantages de l'ADSL vis à vis du **RTC** sont multiples. Pour bien les comprendre, il faut d'abord savoir comment fonctionne l'ADSL.

Tout d'abord, l'ADSL exploite la ligne téléphonique tout comme le **RTC**. En fait, des ingénieurs se sont aperçus qu'une grande partie de la ligne téléphonique n'était pas exploitée. [6].

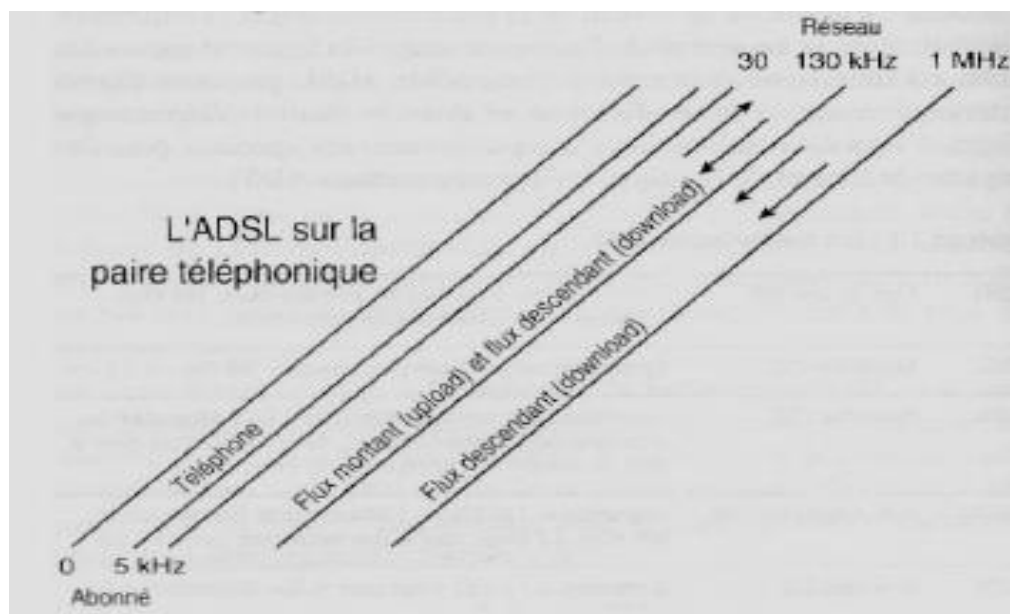


Figure II.2 : L'ADSL sur la paire téléphonique

Une ligne téléphonique est un fil de cuivre où peuvent transiter des ondes sur une plage de fréquences comprise entre **0** et **1 MHz**. Et une communication téléphonique classique n'exploite que la plage de basses fréquences (de **0 à 35000 Hz**). Pourquoi ne pas utiliser la plage de fréquences hautes ?

Schématiquement, voici comment est répartie la ligne téléphonique :



Figure II.3: ADSL & RTC sur la même ligne

Comme vous le voyez sur ce schéma, l'ADSL et le RTC n'exploitent pas les mêmes fréquences de la ligne téléphonique. Premier avantage évident : on peut téléphoner tout en étant connecté avec l'ADSL. Alors L'ADSL ne perturbe pas le fonctionnement du téléphone, alors que le RTC ne permet pas l'utilisation simultanée du téléphone étant donné qu'il utilise la même plage de fréquences.

II.5. Pourquoi il y a plus de fréquences pour la réception que pour l'émission ?

C'est ADSL:Asymetric Digital Subscriber Line (Ligne d'abonné digitale asymétrique).

L'ADSL est destiné au grand public. Généralement, quand on "surf" sur Internet , on reçoit beaucoup de données, mais on en envoie peu . L'ADSL a donc été conçu de façon asymétrique: le débit en réception est plus élevé, au détriment du débit en émission.

II.6 Caractéristiques et Avantages de la technologie ADSL

Les avantages de la technologie ADSL (Asymmetric Digital SubscriberLine) dépassent de loin tous ceux des technologies d'accès actuellement disponibles. Ces avantages sont les suivants. [1],[7].

II.6.1. Vitesse de connexion :

Avec ADSL, l'accès au réseau est quasi immédiat, ce qui permet un téléchargement des contenus multimédia à très grande vitesse et de haute qualité. [3].

II.6.2. Le débit de la connexion :

ADSL est la meilleure solution pour un accès à haut débit. Le débit de la connexion peut atteindre plusieurs Mégabit/s du réseau Internet vers vous. Ce débit est asymétrique: jusqu'à 1000 kbps en voie descendante. Grâce à celui-ci, les images fixes haute résolution, le son qualité CD audio, la radio FM, la vidéo sont accessibles dans d'excellentes conditions .[7].

II.6.3. Liberté de la ligne téléphonique :

Votre ligne téléphonique sur laquelle transite votre connexion **ADSL** est libre pour la communication téléphonique. Vous n'avez pas besoin de louer une autre ligne téléphonique pour l'Internet.

II.6.4. Paiement forfaitaire :

Aucun coût de communication : **ADSL** vous permet d'accéder à Internet affranchi des communications locales. Vous pouvez désormais profiter d'Internet sans compter : il vous suffit de payer un simple abonnement mensuel [2] .

II.6.5. Disponibilité :

Avec l'**ADSL**, l'utilisateur est connecté en permanence. Vous pouvez l'utiliser 7 jours sur 7, 24 heures sur 24 : votre ligne **ADSL** est toujours disponible. Vous bénéficiez d'un forfait illimité en durée et en volume de données échangées [2].

II.6.6. Facilité d'utilisation :

ADSL est facile à utiliser. Une fois l'installation terminée, le client n'a plus qu'à cliquer sur son navigateur pour être connecté ! Rien de plus simple [2] .

II.6.7. Fiabilité :

Le réseau de paires de cuivre entre l'utilisateur et le central téléphonique sur lequel est basée la technologie **ADSL** est une des structures les plus fiables au monde [2] .

II.6.8. Sécurité :

Parce qu'elle utilise un système de téléphonie déjà existant, la technologie **ADSL** fournit une connexion privée et individuelle entre l'utilisateur et le central téléphonique. Les utilisateurs peuvent faire des achats, des transactions avec leurs banques en ligne, ou traiter des affaires importantes tout en étant en sécurité [2] .

II.6.9. Technologie éprouvée :

En 1999, plus de 160,000 utilisateurs avaient choisi une connexion **ADSL**. Tous sont parfaitement satisfaits de leur connexion **ADSL** et ne la changeraient pour rien au monde [5] .

II.7.2. Les modems et routeurs ADSL:

Le modem, ou encore **ATU-R** (ADSL Transceiver Unit, Remote terminal end) est l'élément qui va décoder les données analogiques arrivant de la paire torsadée, en une donnée numérique, compréhensible par l'ordinateur [6]

II.7.3. Le splitter et le micro filtre :

Le splitter est toujours installé dans le central téléphonique. Sert d'aiguillage pour les signaux. Ainsi, les bandes de fréquences ne sont pas altérées entre elles. On a une séparation entre la bande passante réservée au service téléphonique par un filtre passe-bas et la bande passante utilisée pour l'ADSL par un filtre passe-haut [6]

Le micro filtre est un filtre passe-bas et est installé sur les connexions analogiques. Il n'y a donc pas besoin d'installer de splitter

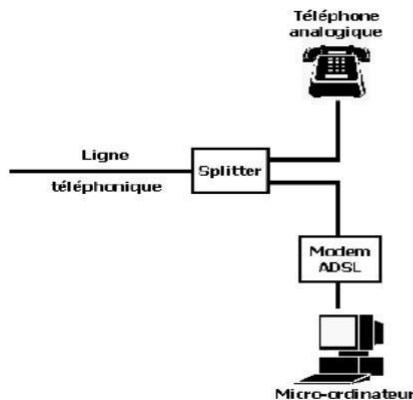


Figure II.6 - branchement d'un splitter



Figure II. 7 micro filtre

II.8. A quoi servent les filtres ADSL ?

Sans filtre **ADSL**, le téléphone reçoit directement toutes les fréquences. Un peu comme si vous écoutiez 10 stations de radio FM en même temps. Un sacré boucan.

Le filtre **ADSL** va séparer les fréquences et ne donner à votre téléphone que les fréquences qui le concerne : celles de la voix. Et de même, il ne va donner au modem **ADSL** que les fréquences qui l'intéressent. Il faut donc installer un filtre sur **chacune** de vos prises téléphonique [7].

II.9. Spécificité de la technologie ADSL :

Dans ce chapitre, une présentation exhaustive de la technologie **ADSL** sera faite dans la mesure où de nombreuses applications ont été développées sur ce segment du marché très concurrentiel. De plus parmi les technologies **xDSL**, **ADSL** se prête davantage à la comparaison des modems analogiques classiques dont les derniers en date respectent la norme [7].

Comme nous l'avons déjà vu, l'ADSL utilise des spectres de fréquences différentes pour séparer le canal de diffusion du canal d'interaction (FDM Frequency Division Multiplexant).

Ce procédé, plus simple que les techniques d'annulation d'échos, autorise la préservation du Par exemple, l'utilisation de la boucle locale pour la diffusion d'une image vidéo nécessite la mise en œuvre de techniques spécifiques (DSL). L'architecture d'un tel système dans le cas d'un lien ADSL est représentée par la figure ci-dessous [4],[7].

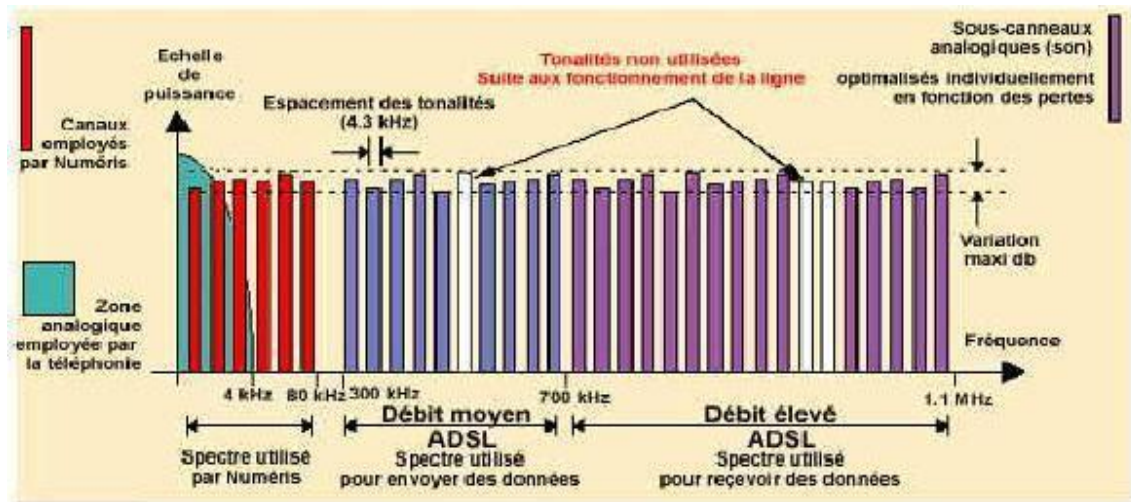


Figure II.8 Spectre de fréquence spécifique à la technologie ADSL

Le spectre de fréquences ADSL héberge trois canaux [5]:

- Un canal de diffusion haut débit dans le sens réseau - abonné pour recevoir des données (débit de plusieurs Mbit/s).
- Un canal de diffusion dans le sens abonné - réseau pour émettre, qui ne demande pas un débit important : par exemple **640 kbit/s** pour interagir sur cette diffusion et transmettre des données de la part de l'utilisateur.
- Un canal réservé à une communication téléphonique classique.

II.10 Les raisons d'investir dans l'ADSL :

L'ADSL fournit un accès très rapide à l'Internet et aux réseaux locaux à distance : 100 fois plus vite qu'un modem **56 kbit/s** (à la norme V.90). L'ADSL permet de faire du temps réel, du multimédia interactif et de la diffusion de vidéo de qualité « broadcast » pour des services tels que la vidéoconférence, la diffusion à la volée de clips sonores et vidéo sur Internet, l'accès aux services de vidéo à la demande ou de formation à distance.

L'ADSL donne accès simultanément au vocal et aux données, et il n'est plus nécessaire de dédier la ligne de l'abonné à l'un de ces services. Sur les modems classiques, la connexion à Internet privait l'utilisateur de la ligne téléphonique par exemple [5],[7].

L'ADSL est une liaison sécurisée, l'utilisateur n'étant plus « commuté » pour aller de son installation à son destinataire. Il est également une liaison permanente, « always on line », qui ne nécessite plus de composer un numéro et d'attendre la connexion [5] .

II.11. La sécurité contre le piratage:

Il est primordial de bien sécuriser votre ordinateur (pour éviter de vous faire pirater).

Pensez à:

- Maintenir à jour le système d'exploitation.
- Maintenir à jour les logiciels (surtout les serveurs).
- Installer un firewall.
- Installer un antivirus.
- Installer un détecteur de chevaux de Troie.
- Suivre l'actualité en matière de sécurité.

Sans cela, si votre ordinateur est utilisé par un pirate pour attaquer d'autres ordinateurs, envoyer du **SPAM** ou relayer de la pornographie infantile, c'est vous qui serez tenu pour responsable.

Ne plaisantez pas avec cela: ce n'est pas de la science-fiction, de la paranoïa ou une légende urbaine. Ça arrive régulièrement.

Des internautes dans des pays ont affaire à la justice et voient leur vie ruinée. C'est sincère. Je dis cela pour votre bien. Je n'ai pas envie de voir des internautes pleins de bonne volonté se retrouver dans des situations aussi graves. Protégez-vous, protégez votre ordinateur. [5]

II.12. L'ADSL G-lite :

L'absence de normalisation des équipements **ADSL** a fortement freiné son développement. De plus, les débits élevés n'étaient nécessaires que pour un service vidéo, or le câble et le satellite s'étaient depuis fortement déployés à des tarifs très compétitifs. Seul le déferlement d'Internet constituait le nouveau marché potentiel pour l'ADSLa condition de permettre un déploiement simple et rapide chez l'abonné, l'objectif est d'éviter le déplacement d'un technicien. [5]

Une association de constructeurs (*Universal ADSL Working Group*, créée en 1998 a défini une version légère de l'ADSL appelée G-lite ou ADSL-lite ou Universel ADSL ou Splitterless **ADSL** dont les recommandations validées par l'ITU G992.2 sont les suivantes:

- Transmission **DMT** (Discrete Multitone) sur **127** canaux (bande passante totale = **550kHz**).

- Limitation de QAM à **8bits/s/Hz** soit **32kbit/s** brut par canal.
- Débit descendant jusqu'à **1,5Mbit/s**
- Débit montant jusqu'à **512 kbit/s**.
- Splitter (filtre) intégré au modem (réduction des coûts d'installation).
- Modem « plug and play ». [5]

II.13. Les Débits :

En 1995, le standard T1.413 de l'ANSI précise que les débits seront :

- Canal montant : **16k...640kbit/s**
- Canal Descendant : **1,5Mbit/s...8,2Mbit/s**

Les débits maximums dépendent essentiellement de la distance effectuée entre l'abonné et le commutateur. Au delà de **4km**, l'atténuation joue un rôle prépondérant.



Figure II.9. la bande de fréquence

II.14. Architecture de l'ADSL:

Malgré la confusion sur les rapports entre **SDSL**, **xDSL**, et **ADSL**, une chose est sûre:

ADSL est le plus normalisé de tous, en termes de documentation disponible, évaluations de service, et spécifications ouvertes. La figure ci-dessous montre la structure élémentaire d'un système **ADSL**. Bien que le schéma puisse sembler un peu complexe, l'arrangement général des composants **ADSL** est direct. Entre les interfaces, d'autres blocs fonctionnels sont définis. Ils peuvent être rassemblés par des vendeurs d'équipement **ADSL** en des produits qui fournissent les fonctions nécessaires. Les fabricants sont libres d'apporter les options ou les améliorations qui sont nécessaires [4]

Le fonctionnement interne de ces composants est à définir par les fabricants.

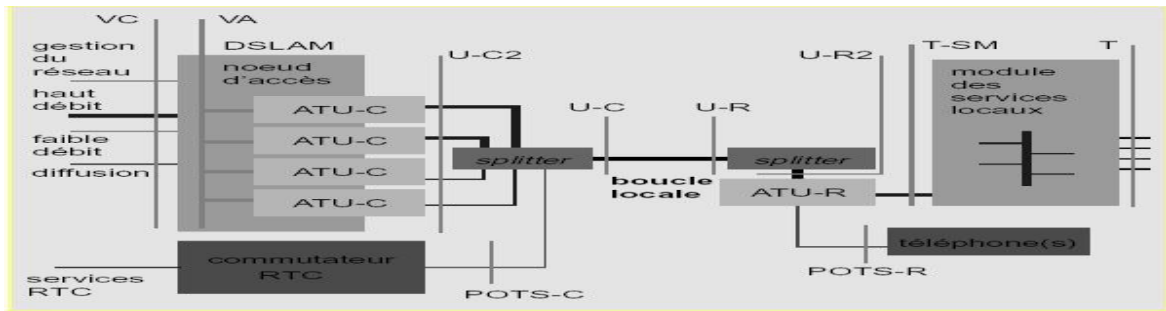


Figure II.10 : Architecture de l'ADSL

Une des caractéristiques importantes de l'ADSL est le fait qu'il supporte le service analogique de voix (plain old telephone service, ou POTS). Un dispositif spécial appelé splitter impose la voie analogique de **4KHz** entre le commutateur et l'équipement analogique de l'abonné. Beaucoup de services sont imaginés pour le système ADSL, incluant la transmission large bande et la diffusion numérique (vidéo et accès Internet), ainsi que la gestion du réseau. Tous ces services sont accédés en dehors du commutateur **RTC**, résolvant ainsi le problème d'encombrement du commutateur. Beaucoup de liaisons ADSL sont gérées par un noeud d'accès aux services installé dans le central de télécommunications. Ce noeud d'accès est parfois appelé **DSLAM** (DSL module d'accès).

Bien qu'un **DSLAM** puisse certainement alimenter l'accès de service aux lignes ADSL, une architecture complète d'un DSLAM est beaucoup plus complexe que celle illustrée sur le schéma .

Certaines des interfaces présentées sur le schéma sont optionnelles. L'interface **T-SM** entre le **ATU-R** et le module de service pourrait dans certains cas être le même que l'interface **T**, surtout si le module de service est intégré dans l'**ATU-R**. Si l'interface **T-SM** existe, on peut desservir plusieurs types de périphériques incluant les réseaux locaux. Par exemple, un **ATU-R** pourrait avoir les deux connecteurs: **10 Base-T** Ethernet et V.35. Les diverses interfaces **U** ne pourraient pas exister si le splitter était une partie intégrante du **ATU-C**, ou si le splitter disparaîtrait entièrement. C'est la nouvelle tendance parmi les vendeurs d'équipement, mais cela empêche l'utilisation des téléphones analogiques sur la même ligne.

Les interfaces **V** pourraient être logiques plutôt que physiques, ce qui est surtout vrai de l'interface **VA** si le **DSLAM** où accède l'ADSL exécute certaines tâches de commutation. Enfin, les installations de ADSL dans les locaux de client peuvent prendre diverses formes.

Cela peut être aussi simple qu'une paire de fils raccordée aux périphériques, tels qu'un poste de TV ou un ordinateur personnel, et aussi complexe qu'un réseau local Ethernet [5], [7].

II.15. Conclusion

ADSL est une nouvelle technologie qui permet de mieux tirer parti des liaisons téléphoniques actuelles. Même Si les raccordements **ADSL** privés ne fournissent tout d'abord que 1,5 Mbits/s down stream, cela signifie quand même un accroissement de la vitesse de 27 par rapport aux modems 56K usuels. il sera possible de faire son entrée dans la technique **ADSL** par ce que l'on nomme des modems hybrides capables de traiter aussi bien la norme analogique V90 qu'**ADSL**. L'adaptation à tout changement des normes restera toujours possible par téléchargement de modules de micro logiciels. Et quel sera le successeur d'**ADSL** ? Le **VDSL**, Very high bit-rate Digital Subscriber Line. Les laboratoires de recherche industrielle travaillent à l'extension du domaine de fréquence vers le haut, donc a l'accroissement du nombre de porteuses. Avec 2000 porteuses, il est possible d'atteindre un débit de 52 Mbits/s downstream et un accroissement de 3,2 Mbits/s de capacité up stream. **VDSL** nécessiterait des lignes de raccordement encore plus courtes que **ADSL**, maximum 1,5 km. La solution sera naturellement de passer aux fibres optiques pour couvrir la distance du central aux armoires de distribution qui bordent les voies publiques : expériences commerciales en cours (Palo Alto, USA) [1], [7].

- [1]. <http://adsl.free.fr> les offers XDSL (TV NUM , ADSL, SDSL ...)
- [2]. <http://adsl.free.fr/tv> les techniques de multiplexage modulation et codage .
- [3]. <http://www.uawg.org> Universal ADSL Working Group FORUM ADSL
- [4]. <http://www.adsl.org>
- [5]. F.MOULIN «Etude de LMIPACT DES BRUITS IMPULSIFS SUR LA QUALITE DE TRANSMISSION DUNE LAISON ADSL ». thèse de doctorat ,Institut national des sciences appliquées de Renne le 10 JANVIER 2001.
- [6]. Mémoire d'ingénieur la technologie ADSL université de télécommunication Oran UstO 2005.
- [7]. B. BOURASSE BOUHAFS «Cours de communication numérique». Université des Sciences et Technologies de MOULAI ETAHER SAIDA 2005

Chapitre III:

Évaluation par simulation

III.1 Simulation de l'OFDM par MATLAB

Pour vérifier les résultats théoriques, on a eu recours à la Simulation, par MATLAB. Pour cela, on a représenté le signal à transmettre par une séquence aléatoire constituée des éléments.

III.2 Présentation MATLAB

MATLAB est un système interactif de programmation scientifique, pour le calcul numérique et la visualisation graphique. Développé à l'origine pour le calcul matriciel (le nom MATLAB est dérivée de cette représentation MATLAB = Matrix Laboratory), il offre aujourd'hui bien d'autres possibilités, dont certaines seront décrites dans la suite. Il contient des bibliothèques spécialisées (toolbox) qui répondent à des besoins spécifiques : analyse numérique, traitement du signal, traitement de l'image, etc. MATLAB est un logiciel qui permet de faire des calculs mathématiques et numérique, et non un logiciel de calcul formel et symbolique comme Maple. Matlab connaît un grand nombre d'opérations ou de fonctions mathématiques : fonctions usuelles, calcul matriciel, fonctions plus spécifiques du signal (FFT, etc).

Exemple : Si a est un vecteur qui contient les échantillons d'un signal, $A = \text{fft}(a,32)$ est le vecteur qui contient la transformée de Fourier rapide de 32 premiers échantillons du signal. Si le nombre d'éléments est supérieur à 32, si ce nombre est inférieur à 32 il est complété par des zéros.

III.3 Présentation des Organigrammes

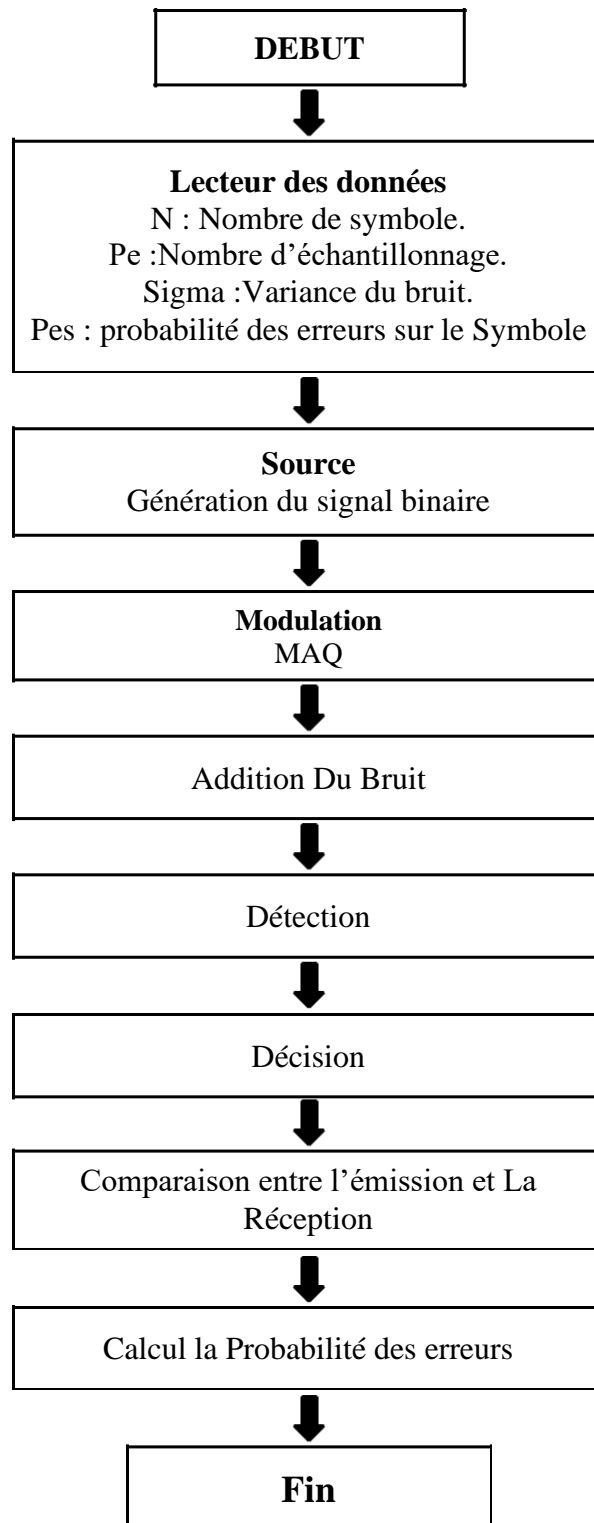


Figure. III.1 : L'Organigramme d'une chaîne de transmission de la modulation MAQ

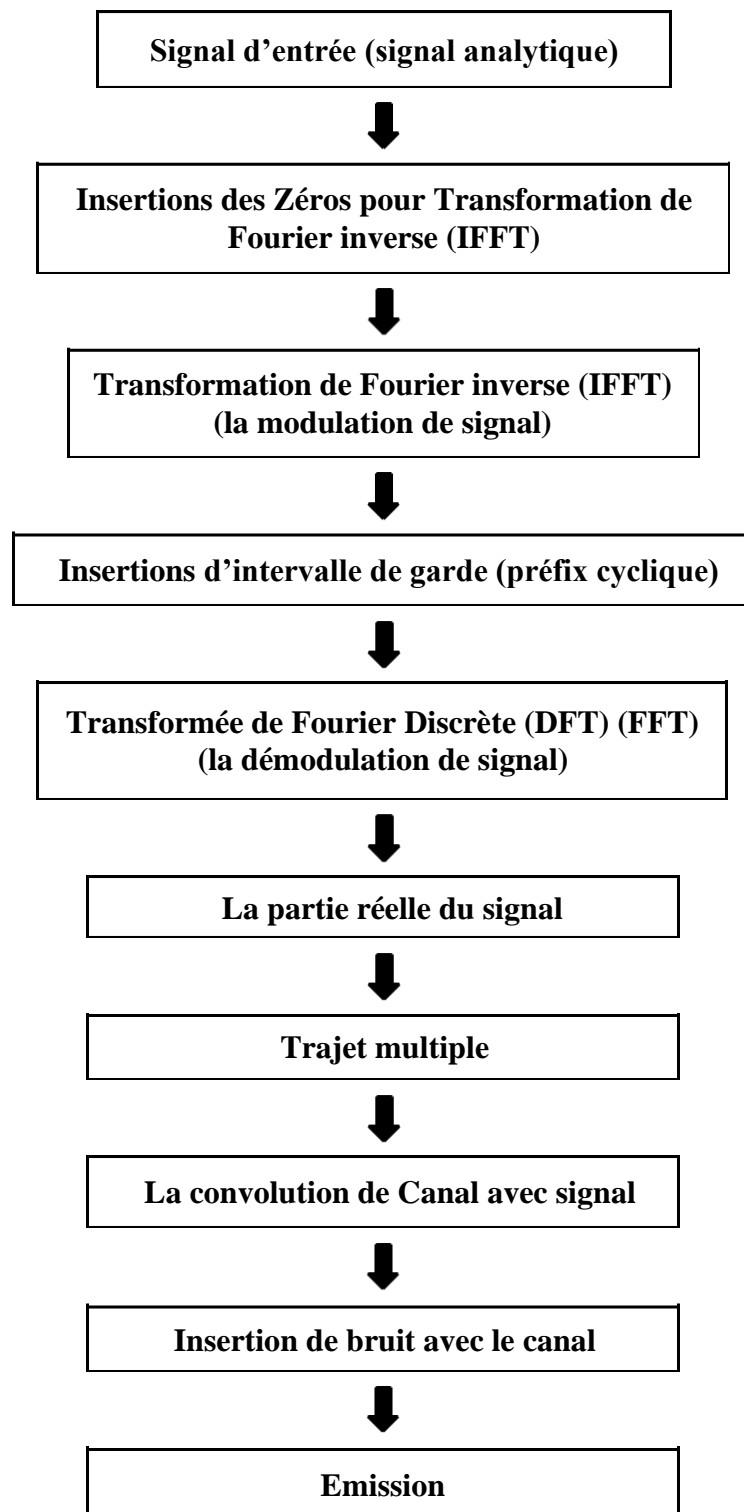
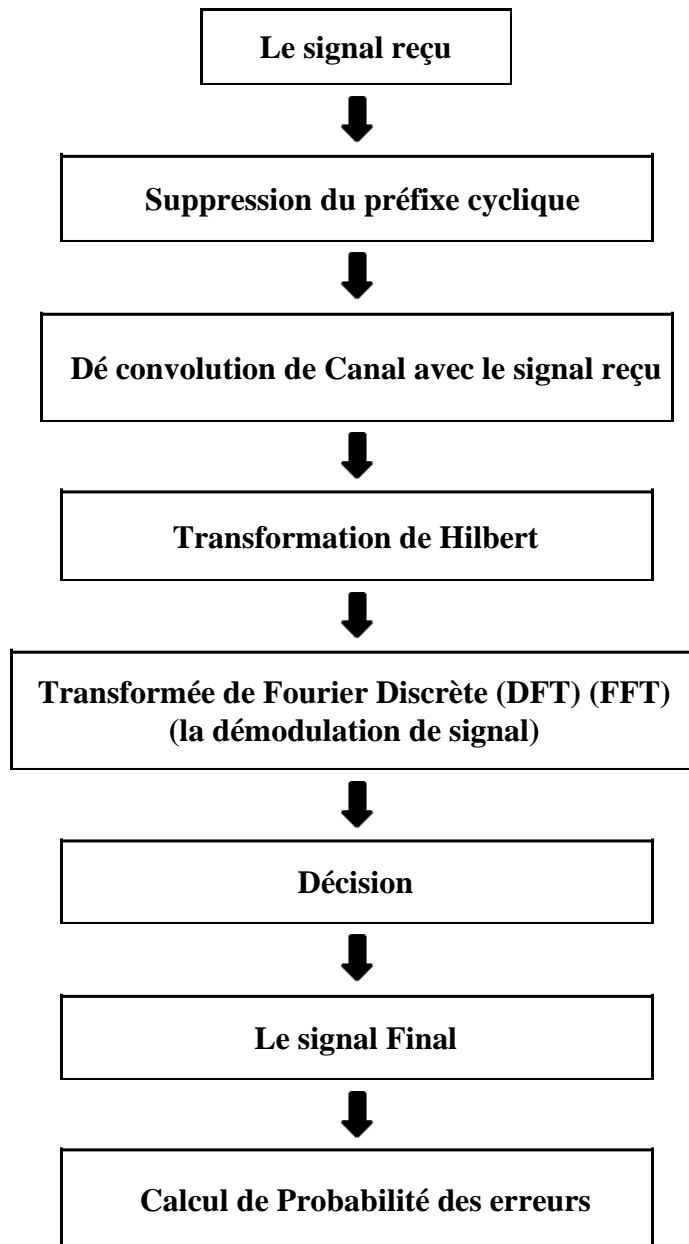


Figure.III.2 : L'Organigramme d'une chaîne de transmission modulation OFDM (à l'émission)

Le signal émis est un signal modulé et avec un intervalle de garde (préfixe cyclique), avec bruit.



**Figure.III.3 : L'Organigramme d'une chaîne de transmission démodulation OFDM
(à la réception)**

Le signal final est égal au signal émis

III.4 la rédaction de simulation

III.4.1 Génération du signal QAM

Au début, on génère une séquence aléatoire de 24 bits en utilisant la fonction MATLAB **rand** elle est ensuite codée en binaire par l'équation ci-dessous : $1\text{bit} = \text{abs}(\text{rand}-0.5)$

Cette séquence 24 bits complexes est ensuite divisée en paquets de 03 bits .ce codage MDA est réalisé pour les deux partie (réelle et imaginaire) **Exemple** : séquence aléatoire.

[-0.4457 -0.9526 0.0327 -0.0755 -0.8790 0.9613 0.7996 -0.5614 -0.6952 -0.6927 -0.5519 0.3562 -0.8141 0.3051 0.3083 0.0038 -0.6043 -0.5097 -0.9205 0.7191 0.2041 0.6629 -0.1061 0.1508]

La séquence binaire

1	1	-1	1	1	1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	1
---	---	----	---	---	---	----	----	---	---	---	---	----	----	----	----	---	----	----	----	----	---	---

Paquets de 03 Bits

1 1 -1	1 1 1	-1 -1 1	1 1 1	-1 -1 -1	-1 1 -1	-1 -1 -1	1 1 1
--------	-------	---------	-------	----------	---------	----------	-------

Ensuite on multiplie chaque paquet par $V=[1 \ 2 \ 4]$ on somme le résultats.

Exemple :

le 1 ^{er} paquet 1 1 -1 :	le 2 ^{em} paquet 1 1 1
$1*1=1$	$1*1=1$
$1*2=2$	$1*2=2$
$-1*4=-4$	$1*4=4$
$S=1+2-4 = -1$	$S=1+2+4 = 7$

On obtient ainsi La partie réelle du signal MAQ.

-1	7	1	7	-7	-3	-7	7
----	---	---	---	----	----	----	---

Et par la même méthode et de la même façon, tous les autres signaux (partie réelle et imaginaire) sont aussi générés.

III.4.2 Signal OFDM

III.4.2 A. Génération ;

On fixe les paramètres suivants :

N=32 nombre de bits dans une trame

i : le nombre de symboles.

Te : N/i période d'échantillonnage

On génère deux séquences (trames) X et Y, de 8 symboles et on calcule l'IFFT de chaque trame, ceci est équivalent à une modulation multi porteuses au nombre de 8 :

- Le premier symbole module la fréquence 0 (signal en bande de base).
- Le **i** symbole de chaque trame modulée la fréquence **(i-1)/NTe**

En fin la somme des 8 fréquences modulé par les 8 symboles donne le signal OFDM.

III.4.2 B. Représentation de la modulation multi porteuses : (OFDM)

(1)

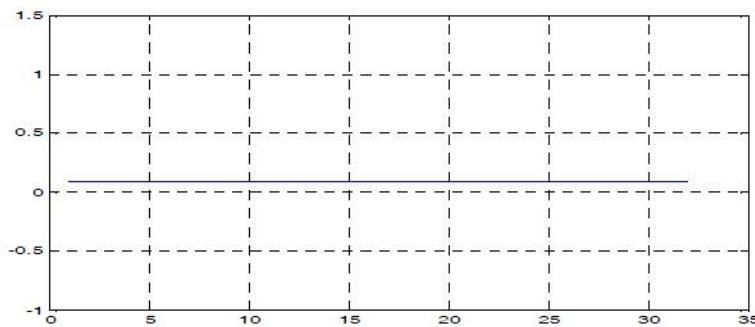


Figure III.4 1er Symbole de trame modulant la fréquence(f=0)

LA Figure III.4 représente le 1er Symbole de trame modulant la fréquence(f=0)

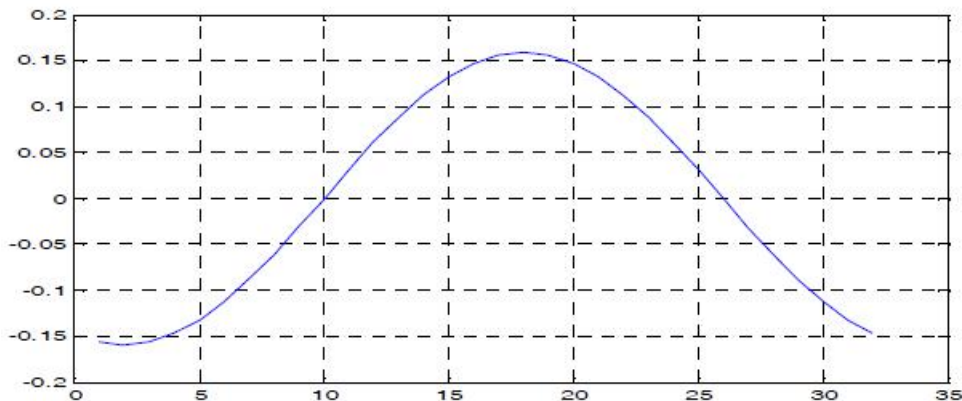


Figure III.5 : Le 2eme Symbole de trame modulant la fréquence f=1/32*pe

LA Figure III.5 représente Le 2eme Symbole de trame modulant la fréquence f=1/32*pe

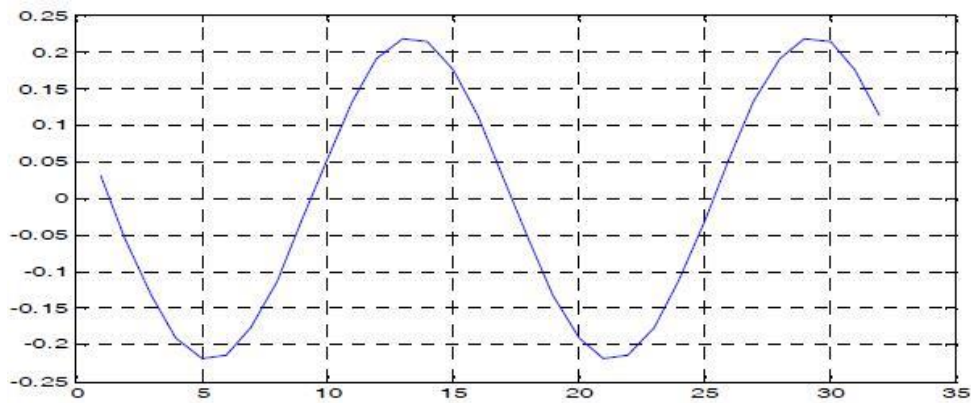


Figure III.6 :Le 3eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=2/32 \cdot \pi$

La figure III.6 représente Le 3eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=2/32 \cdot \pi$

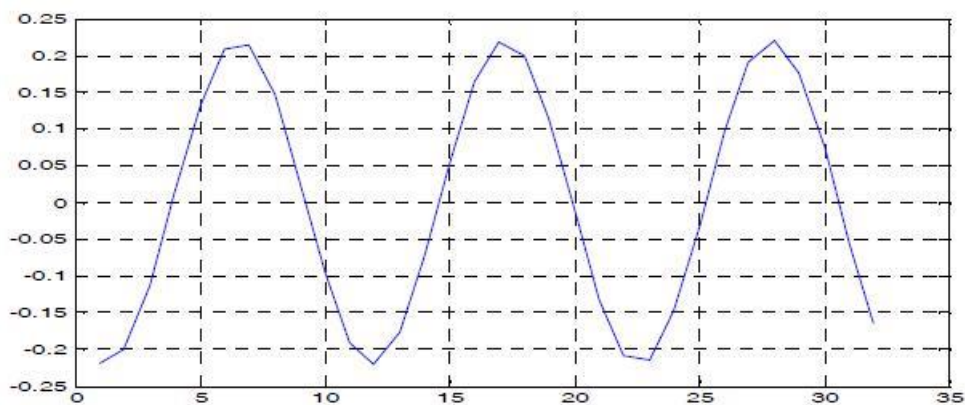


figure III.7 : Le 4eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=3/32 \cdot \pi$

La figure III.7 représente Le 4eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=3/32 \cdot \pi$

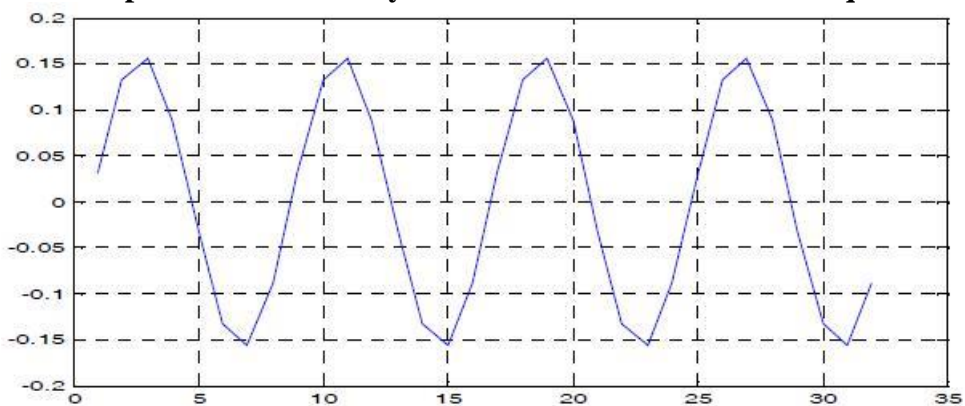


figure III.8 : Le 5eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=4/32 \cdot \pi$

La figure III.8 représente Le 5eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=4/32 \cdot \pi$

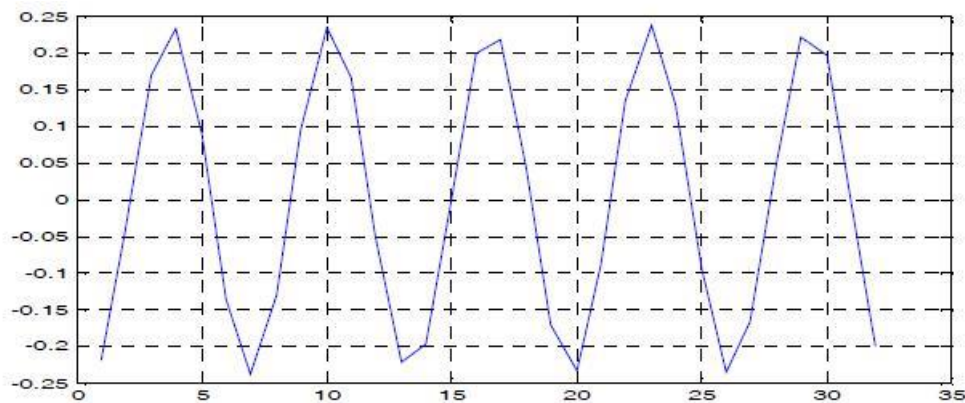


figure III.9 : Le 6eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=5/32*pe$

La figure III.9 représente Le 6eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=5/32*pe$

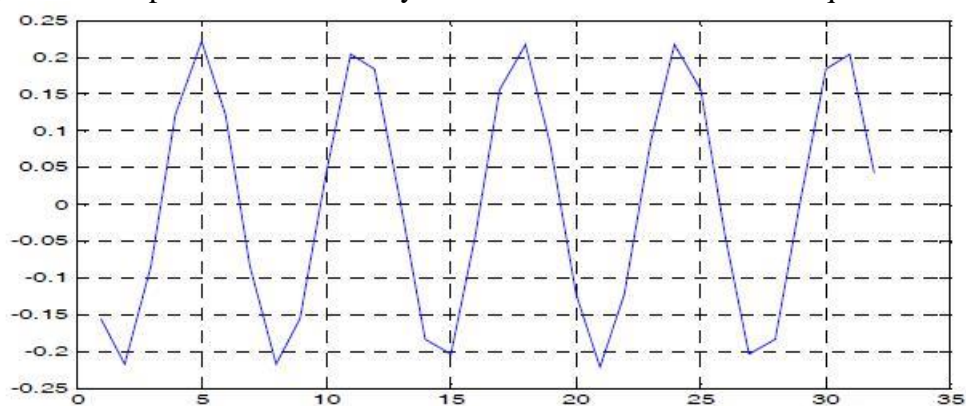


figure III.10 : Le 7eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=6/32*pe$

La figure III.10 représente Le 7eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=6/32*pe$

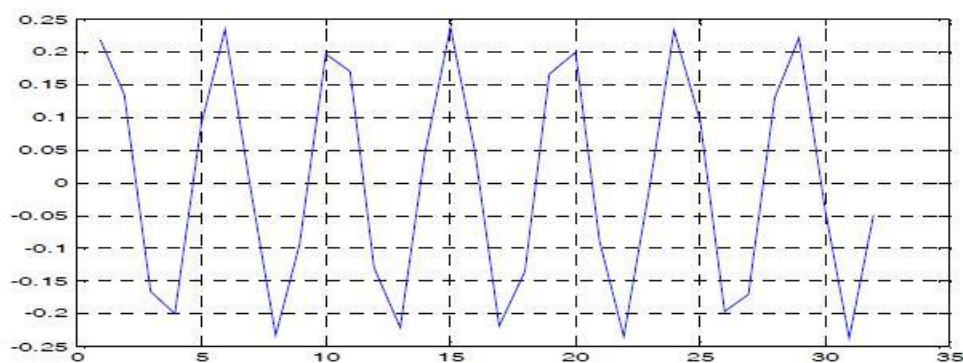


figure III.11 :Le 8eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=7/32*pe$

La figure III.11 représente Le 8eme Symbole de trame modulant la fréquence $f=7/32*pe$

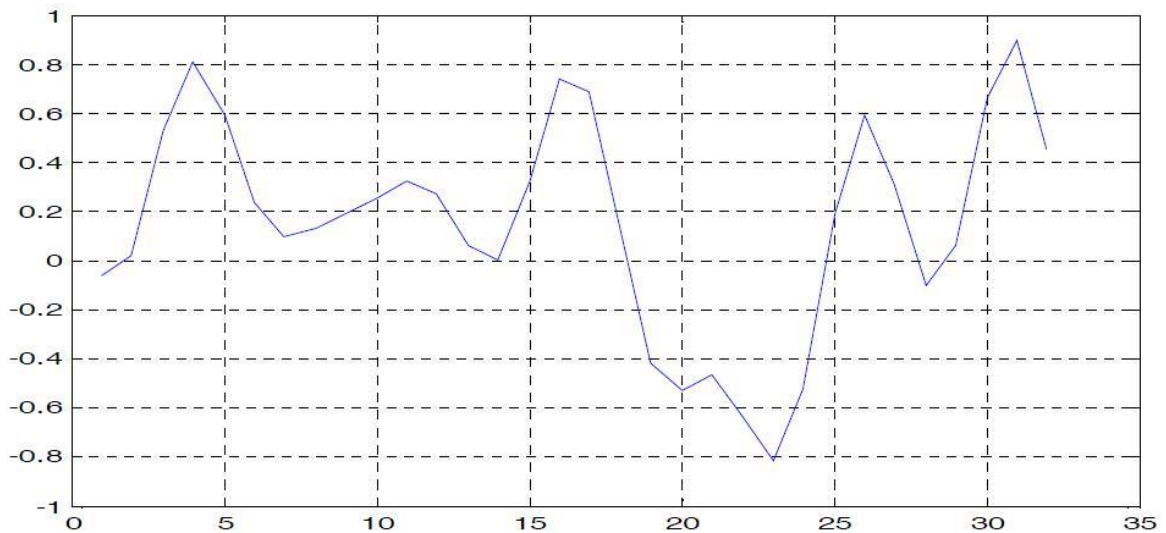


figure III.12 :la trame complète (xs)Après la sommation de ces 8 n symboles ,on obtient la figure ci-dessus(xs).

III.4.3.Addition du préfixe cyclique :

Lors de l'émission de plusieurs signaux à trajets multiples, on est confronté à une interférence entre symboles et entre canaux, on va résoudre ce problème par la méthode de l'intervalle de garde (préfixe cyclique) en prenant un segment des derniers quatre échantillons de chaque trame et on les ajoute au début du symbole. Le segment ajouté forme l'intervalle de garde est donc identique au segment de même longueur à la fin de la trame.

Le préfixe est ajoute a l'émission après la **IFFT**, puis enlevé a la réception avant le module de la **FFT**.

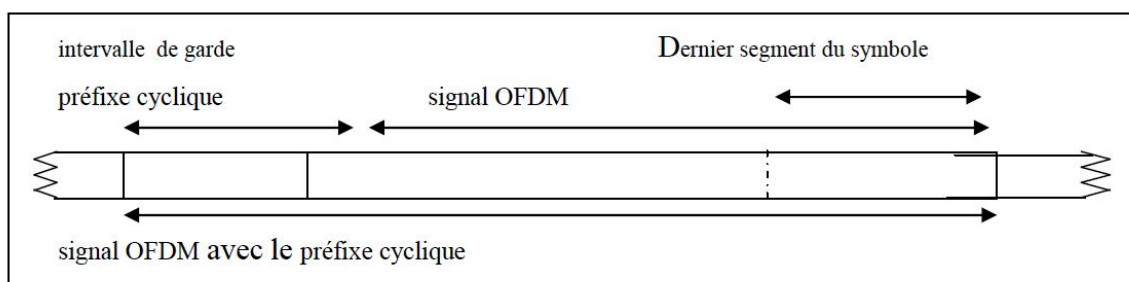


Figure III.13 l'adition de préfixe cyclique

III.4.4 Génération d’une séquence d’entraînement :

Pour pouvoir estimer le canal, on a besoin de générer une séquence d’entraînement, cette séquence envoyée régulièrement par l’émetteur a travers le canal permet au récepteur d’estimer la réponse impulsionnelle de ce canal.

III.4.5 simulations de multi trajets :

Les trames étant indépendantes. Leurs chevauchements dues aux multi-trajets Sont simulés par des valeurs aléatoires.

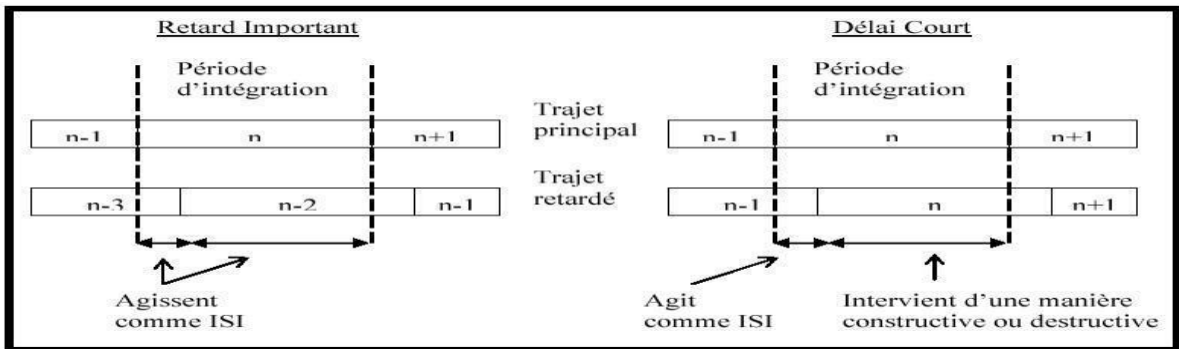


Figure III.14 : Trajets multiple dans une canal

III.4.6 Simulation du bruit

Le bruit est simulé par la fonction RANDN de matlab donnant un bruit gaussien. la variance souhaitée est obtenue en multipliant cette fonction par l’écart type σ voulu.

III.4.7 Technique d’égalisation :

pour estimer la fonction du canal $H(t)$ on utilise la séquence d’entraînement de la manière suivante :

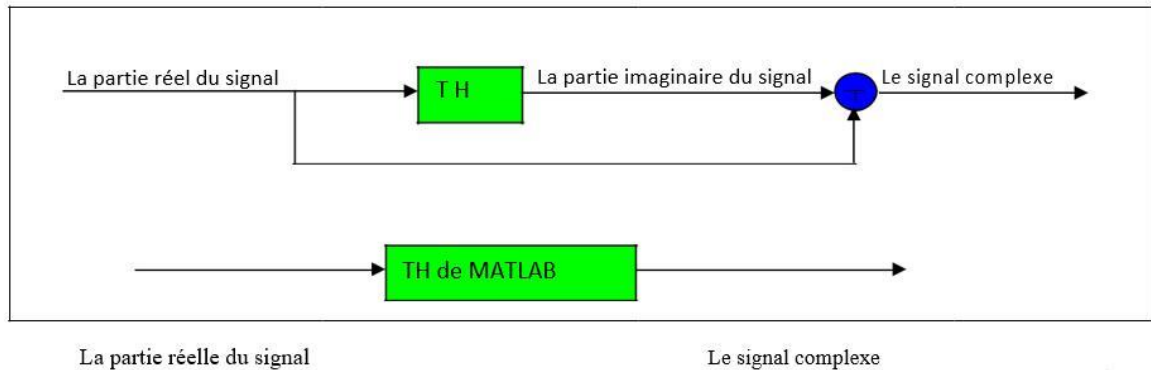
$$H(f) = \text{FFT}(\text{séquence émise}) / \text{FFT}(\text{séquence reçu})$$

FFT : la transformée de fourier.

C’est à dire l’estimation du canal est représentée par le rapport (division) entre les deux transformée de fourier des deux séquences(émise/reçue).

III.4.8 La transformé de HILBERT

A la réception on ne reçoit que la partie réelle du signal, afin de compléter le signal par la récupération de la partie imaginaire, on applique la transformation d’HILBERT. Comme c’est présenté dans le schéma suivant.



La figure III.15 : représente La transformé de HILBERT

• **L’échantillonnage :**

Le signal reçu est d’une largeur de 32 bits, portant 8 symboles. Pour pouvoir appliquer la FFT et récupérer les 8 symboles, l’échantillonnage se fait par pas de 4.

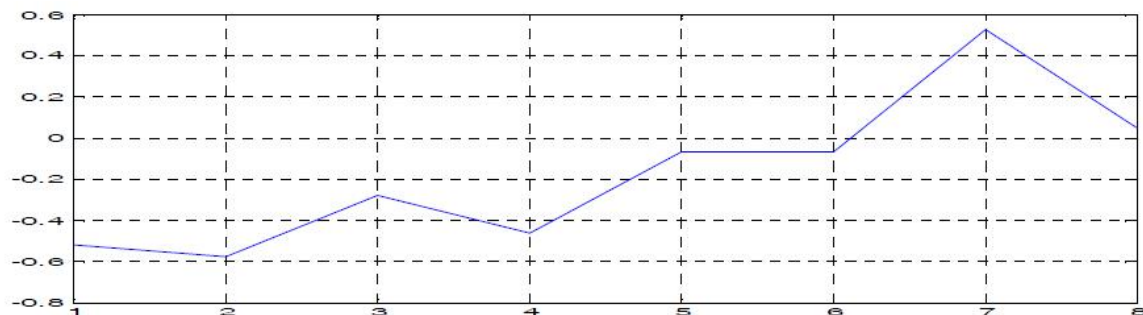


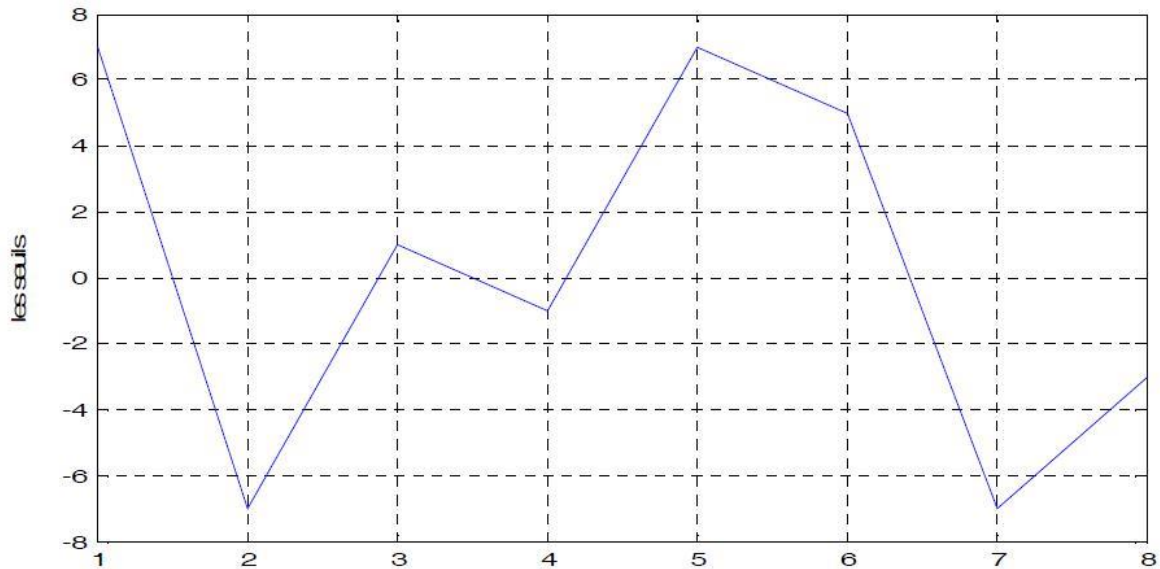
figure III.16 : le signal reçu échantillonne

III.4.9 La transformation de Fourier :

FFT la démodulation Pour démoduler le signal multi porteuse récupère on utilise la transformation de fourrier rapide FFT (Fast Fourier Transforme) qui est l’opération inverse de la modulation obtenue par IFFT.

III.4.10 La décision :

Pour la décision on crée les seuils suivants : -6 , -4 , -2 , 0 , 2 , 4 , 6 La décision s'établi après avoir comparé le signal démodule (partie réelle et partie imaginaire) avec les seuil précédent.



La figure III.17 : représente le signal après décision.

7	-7	1	-1	7	5	-7	-3
---	----	---	----	---	---	----	----

Les valeurs récupérer

III.4.11. Récupération du signal Binaire :

Pour récupérer ce signal on divise la séquence par la base du système binaire 2.

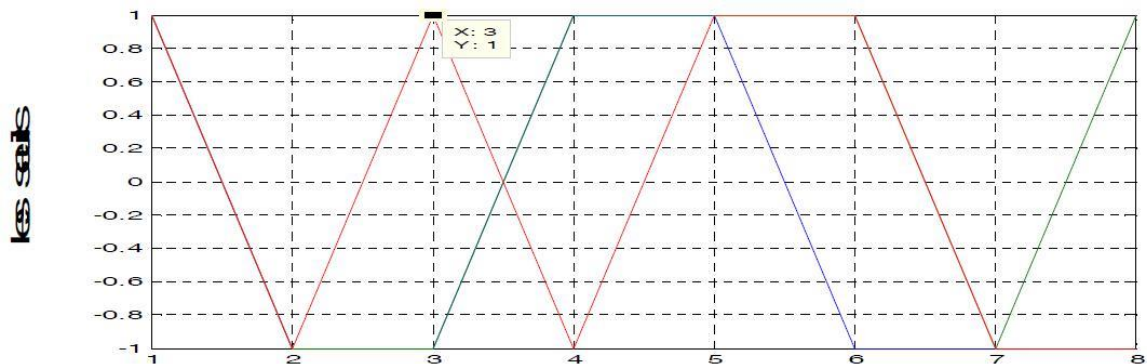


figure III.18 : le signal binaire récupéré

La figure III.18 représente le signal binaire récupéré

III.4.12 Calcul la probabilité d’erreurs sur les symboles :

La formule analytique de la probabilité d’erreurs symbole P_{es} de la modulation MQAM, en présence d’un bruit blanc de densité spectrale $N/2$, est donnée par [Proakis] qui propose aussi une expression P_m bornant cette probabilité donnée par :

$$P_{es} \leq P_m \approx 4Q\left(\sqrt{\frac{3\zeta_{av}}{M N_0}}\right) \tag{EQ III.1}$$

III.4.13 Calcul de la probabilité d’erreurs sur les bits :

La formule analytique de la probabilité d’erreurs de bits P_{eb} de la modulation MQAM en présence d’un bruit blanc de densité spectrale $N/2$ est donnée par [Proakis] qui propose aussi une expression P_{eb} bornant cette probabilité donnée par :

Probabilité d’erreur de transmission

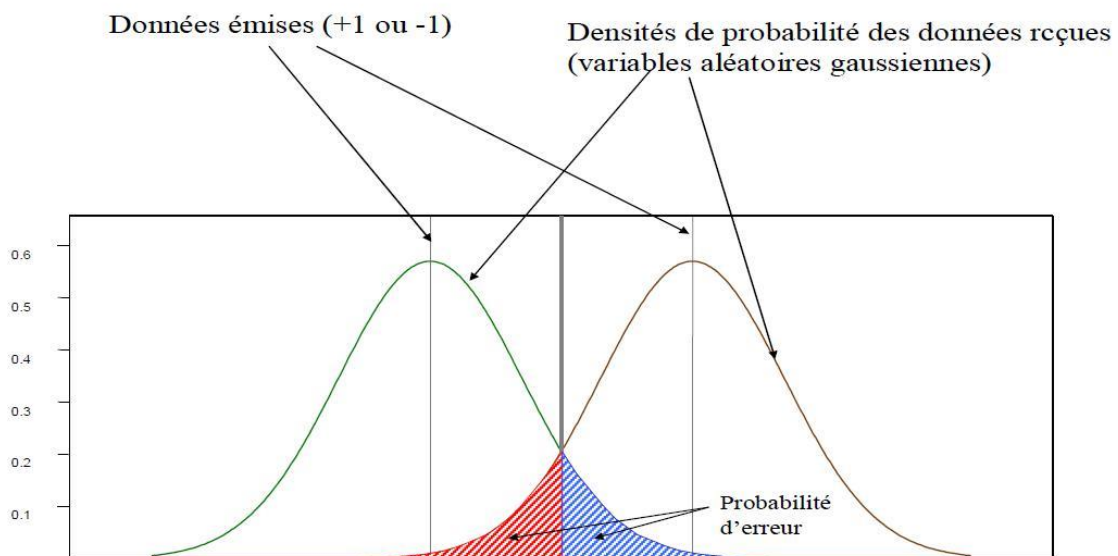


figure III.19 : probabilité d’erreurs de transmission

La figure III.19 représente probabilité d’erreurs de transmission

III.4.14 Etude de l’effet d’estimation du canal :

on étudie les probabilités d’erreurs en présence et en absence du bruit d’entraînement et évaluer Sigma dans les tableaux suivent

$P_{es}(i)$: la probabilité d’erreurs pratique de symboles i

$P_{eb}(i)$: la probabilité d’erreurs pratique de bits i

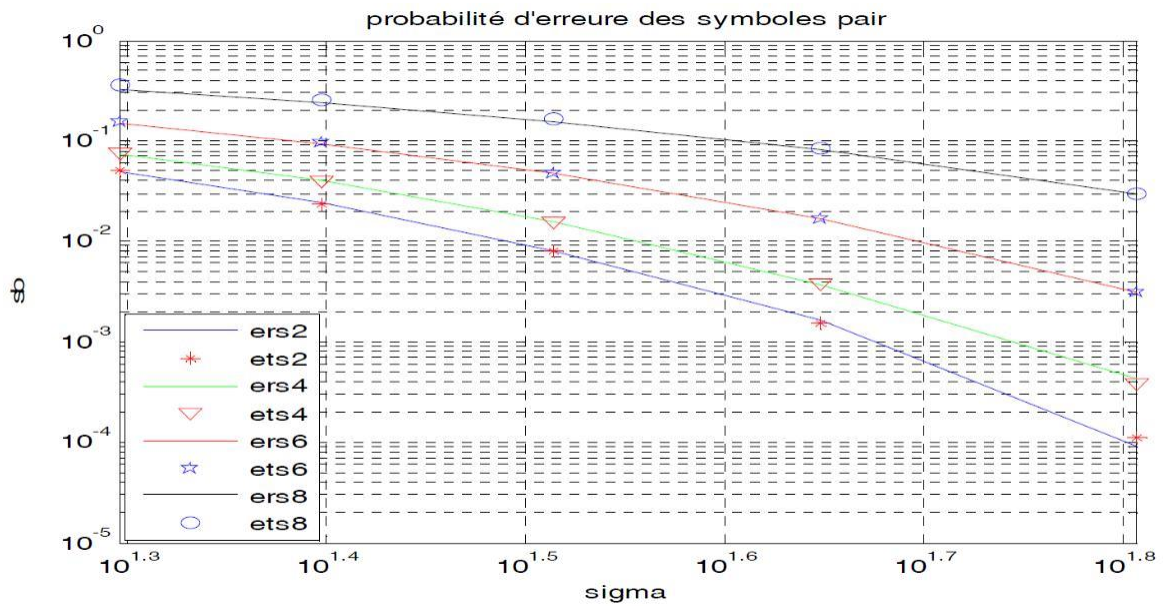
$P_{es}^t(i)$: la probabilité d’erreurs théorique de symboles i

$P_{eb}^t(i)$: la probabilité d’erreurs théorique de bits i

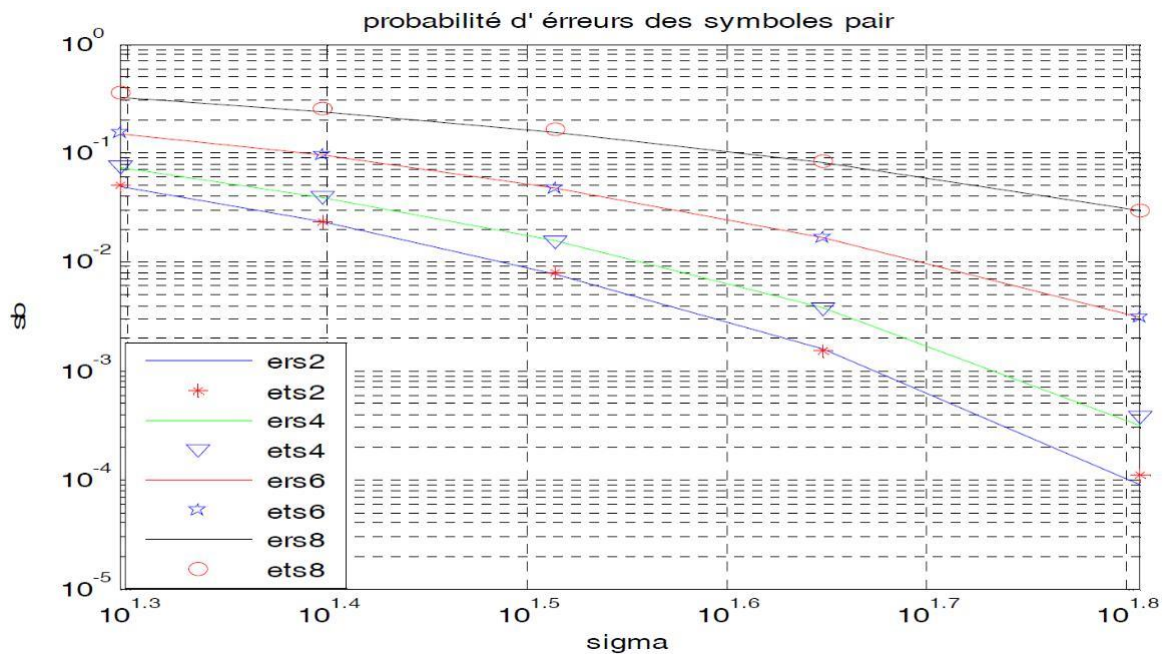
Tableau III-1: les probabilités d'erreurs en absence du bruit d'entraînement et évaluer Sigma

bruit2=0					
σ	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09
ers2	0.0001	0.0016	0.0076	0.0237	0.0488
ers2	0.0001	0.0017	0.0080	0.0245	0.0488
ers2	0.0001	0.0015	0.0076	0.0246	0.0495
ets2	0.0001	0.0016	0.0079	0.0234	0.0501
ers3	0.0002	0.0022	0.0101	0.0290	0.0587
ers3	0.0001	0.0022	0.0103	0.0286	0.0594
ers3	0.0002	0.0026	0.0097	0.0292	0.0579
ets3	0.0002	0.0022	0.0103	0.0287	0.0590
ers4	0.0004	0.0037	0.0156	0.0398	0.0748
ers4	0.0003	0.0038	0.0155	0.0387	0.0747
ers4	0.0004	0.0036	0.0151	0.0398	0.0754
ets4	0.0004	0.0038	0.0154	0.0395	0.0765
ers5	0.0010	0.0076	0.0254	0.0580	0.1055
ers5	0.0011	0.0072	0.0262	0.0591	0.1041
ers5	0.0011	0.0076	0.0272	0.0583	0.1037
ets5	0.0010	0.0075	0.0260	0.0596	0.1069
ers6	0.0031	0.0168	0.0474	0.0929	0.1508
ers6	0.0031	0.0166	0.0470	0.0948	0.1501
ers6	0.0032	0.0160	0.0466	0.0933	0.1492
ets6	0.0031	0.0166	0.0473	0.0954	0.1568
ers7	0.0097	0.0381	0.0866	0.1492	0.2217
ers7	0.0103	0.0377	0.0867	0.1519	0.2227
ers7	0.0098	0.0376	0.0867	0.1521	0.2213
ets7	0.0097	0.0379	0.0885	0.1568	0.2354
ers8	0.0293	0.0823	0.1567	0.2401	0.3219
ers8	0.0298	0.0826	0.1550	0.2402	0.3184
ers8	0.0297	0.0842	0.1565	0.2376	0.3227
ets8 =	0.0298	0.0850	0.1641	0.2562	0.3524

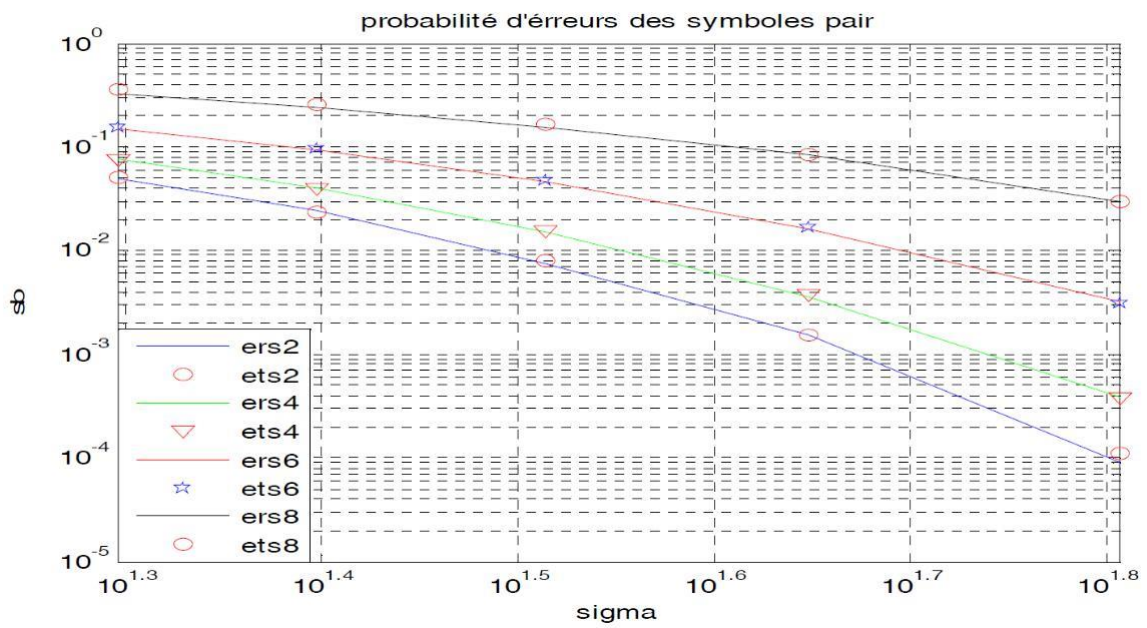
. en absence le bruit d'entraînement et évaluer Sigma et vérifié les déférent resulta de probabilité de l'erreur des symboles théorique ets (i) et pratique ers (i) en plot dans le même graph.



La figure III.20 : la probabilité d'erreurs des symboles pair

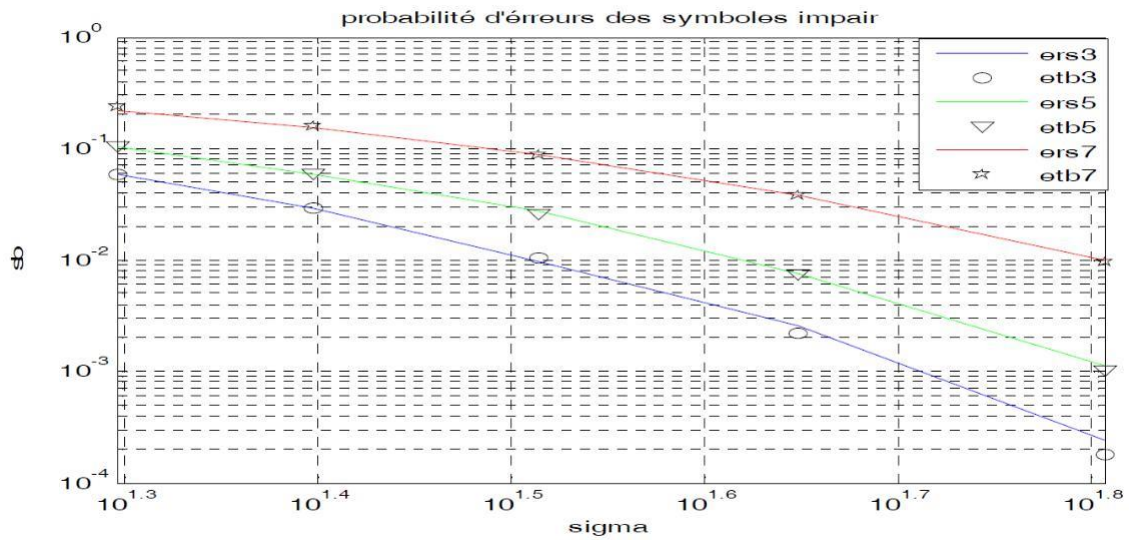


La figure III.21 : la probabilité d'erreurs des symboles pair

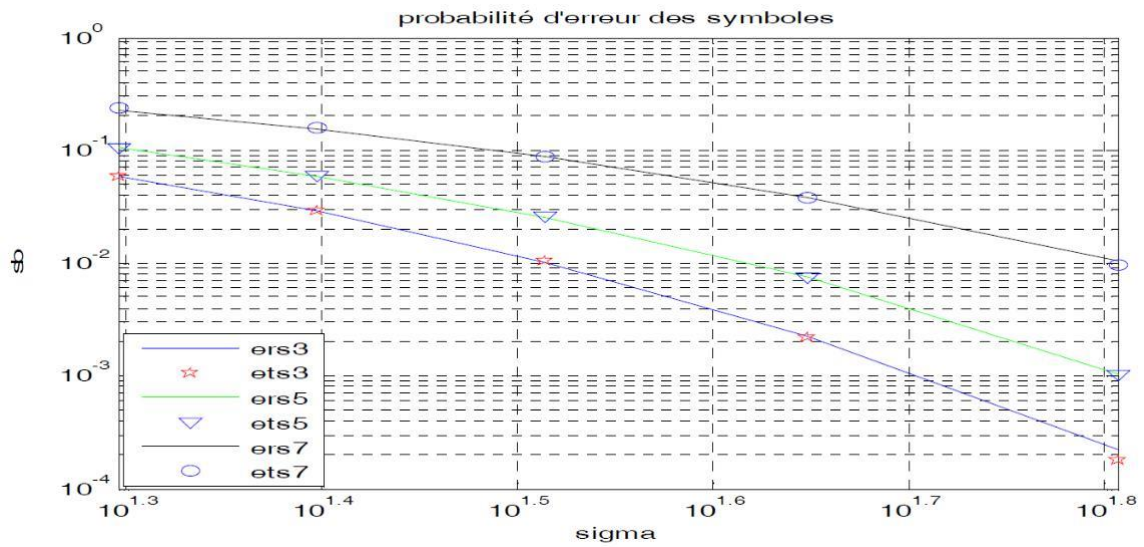


La figure III.22 : la probabilité d'erreurs des symboles pair

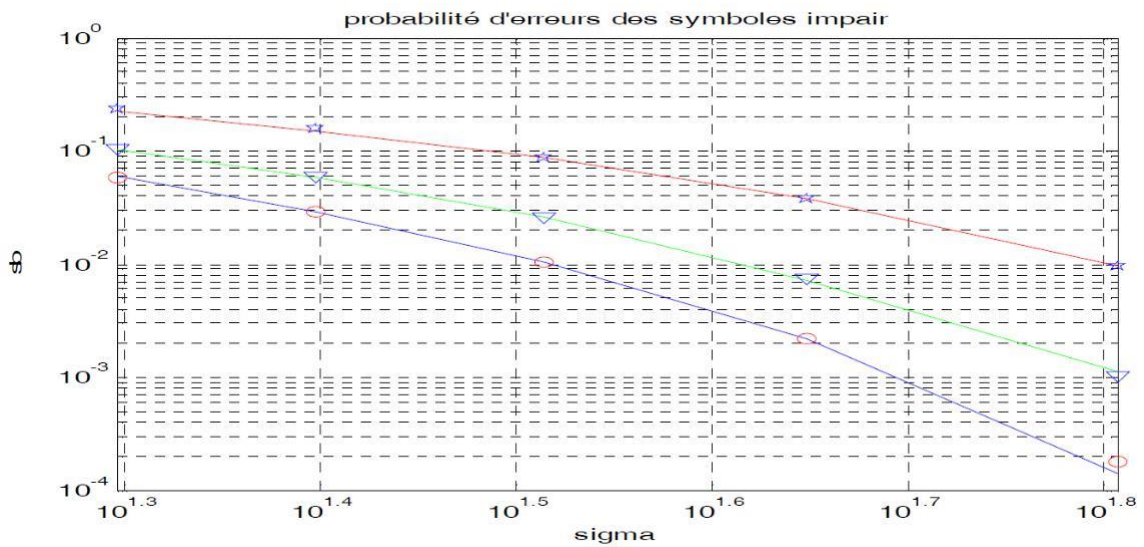
La figure ci-dessus représente la probabilité d'erreurs par symbole



La figure III.23 : la probabilité d'erreurs des symboles impair



La figure III.24 la probabilité d'erreurs des symboles impair



La figure III.25 la probabilité d'erreurs des symboles impair

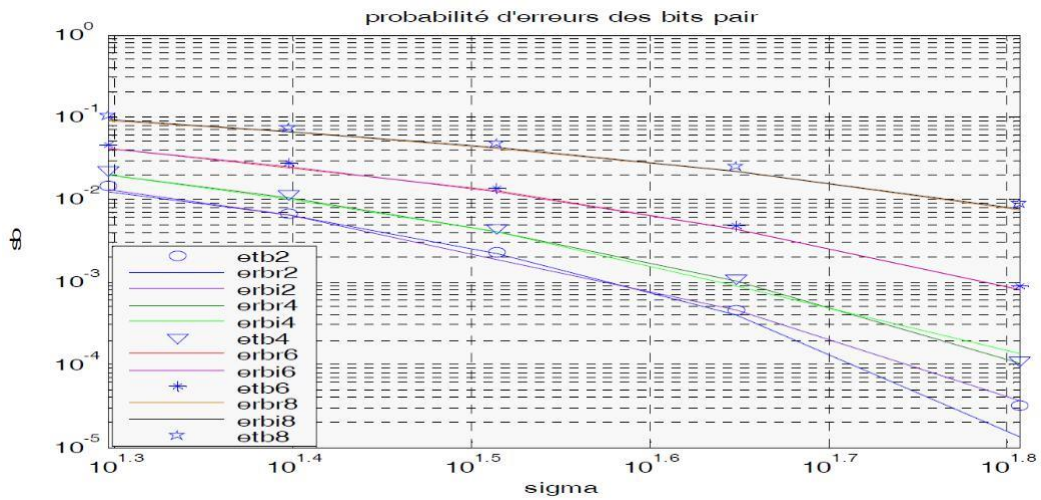
D'après ces figures on constate que le taux d'erreurs cause par la variance de bruit Sigma diminue en fonction de l'augmentation du nombre de symbole émis.

Tableaux III-2: les probabilités d’erreurs en présence du bruit d’entraînement et évaluer Sigma

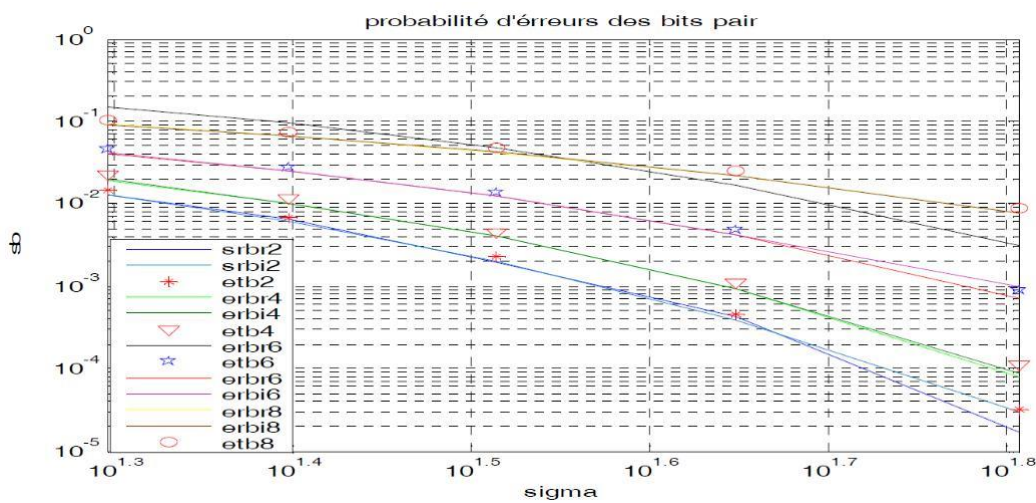
bruit2					
σ	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09
erb2 =	0.0000	0.0004	0.0022	0.0066	0.0126
	0.0000	0.0004	0.0019	0.0066	0.0134
	0.0000	0.0004	0.0019	0.0065	0.0128
	0.0000	0.0004	0.0020	0.0060	0.0128
	0.0000	0.0005	0.0019	0.0063	0.0126
	0.0000	0.0004	0.0020	0.0066	0.0132
etb2	0.0000	0.0005	0.0023	0.0068	0.0146
erb3	0.0000	0.0005	0.0026	0.0075	0.0155
0.0001	0.0007	0.0025	0.0075	0.0151	
	0.0000	0.0005	0.0027	0.0076	0.0156
	0.0000	0.0007	0.0029	0.0075	0.0160
	0.0000	0.0007	0.0027	0.0079	0.0152
	0.0001	0.0006	0.0025	0.0074	0.0154
etb3	0.0001	0.0006	0.0030	0.0084	0.0172
erb4 =	0.0001	0.0010	0.0041	0.0106	0.0198
	0.0001	0.0009	0.0041	0.0103	0.0196
	0.0001	0.0009	0.0041	0.0101	0.0194
	0.0001	0.0009	0.0041	0.0102	0.0201
	0.0001	0.0009	0.0042	0.0101	0.0203
	0.0000	0.0010	0.0039	0.0108	0.0200
etb4 =	0.0001	0.0011	0.0045	0.0115	0.0223
erb5 =	0.0003	0.0020	0.0067	0.0156	0.0285
	0.0002	0.0020	0.0066	0.0152	0.0281
	0.0002	0.0019	0.0068	0.0157	0.0280
	0.0004	0.0019	0.0067	0.0156	0.0276
	0.0003	0.0021	0.0072	0.0153	0.0279
	0.0003	0.0019	0.0073	0.0156	0.0273
etb5 =	0.0003	0.0022	0.0076	0.0174	0.0312
erb6 =	0.0008	0.0043	0.0130	0.0243	0.0409
	0.0008	0.0044	0.0122	0.0253	0.0411
	0.0007	0.0043	0.0122	0.0254	0.0398
	0.0010	0.0042	0.0122	0.0254	0.0417
	0.0008	0.0041	0.0120	0.0245	0.0405
	0.0008	0.0045	0.0123	0.0252	0.0403
etb6 =	0.0009	0.0048	0.0138	0.0278	0.0457
erb7 =	0.0028	0.0100	0.0231	0.0407	0.0608
	0.0027	0.0098	0.0231	0.0414	0.0633
	0.0023	0.0097	0.0231	0.0401	0.0612
	0.0027	0.0101	0.0231	0.0406	0.0615
	0.0025	0.0100	0.0238	0.0408	0.0608
	0.0026	0.0100	0.0221	0.0412	0.0612
etb7 =	0.0028	0.0110	0.0258	0.0457	0.0686
erb8 =	0.0076	0.0221	0.0419	0.0675	0.0902
	0.0077	0.0219	0.0432	0.0668	0.0937
	0.0078	0.0219	0.0417	0.060	0.0922
	0.0077	0.0219	0.0423	0.0674	0.0901
	0.0079	0.0237	0.0423	0.0655	0.0912
	0.0078	0.0218	0.0426	0.0669	0.0915
etb8 =	0.0087	0.0248	0.0479	0.0747	0.1028



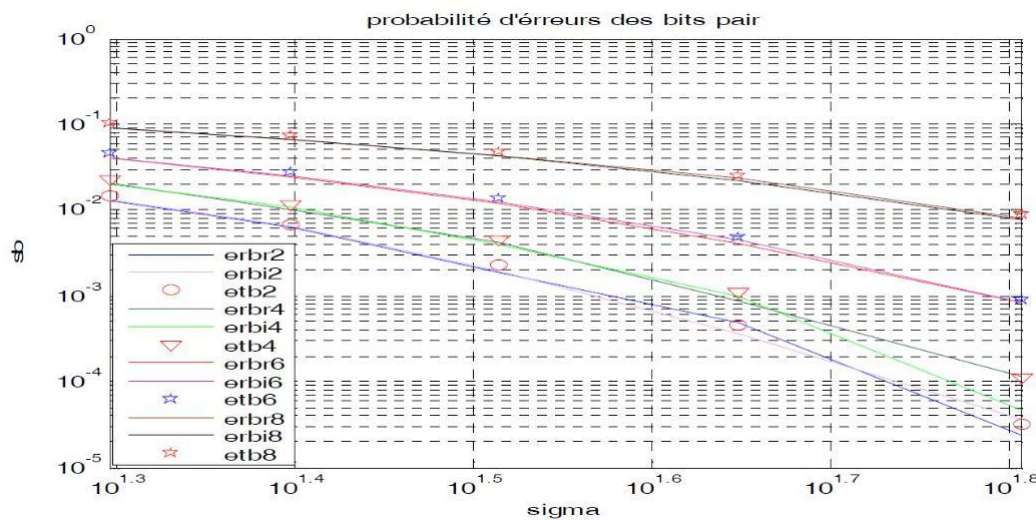
en présence le bruit d'entrainement et évaluer Sigma et vérifié les déférent resulta de probabilité d'erreur des bits théorique $etb(i)$ et pratique $erbi(i)$ en plot dans même graph.



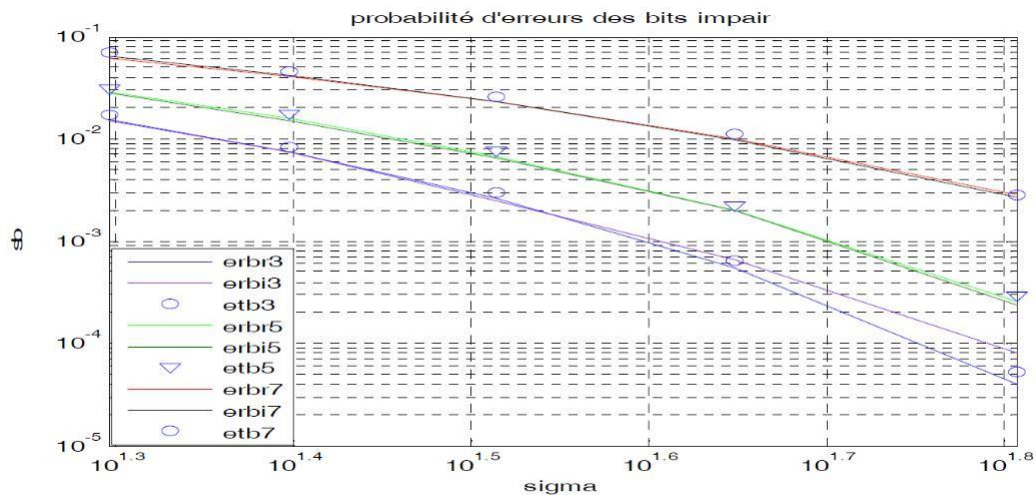
La figure III.26 : la probabilité d'erreurs des bite pair



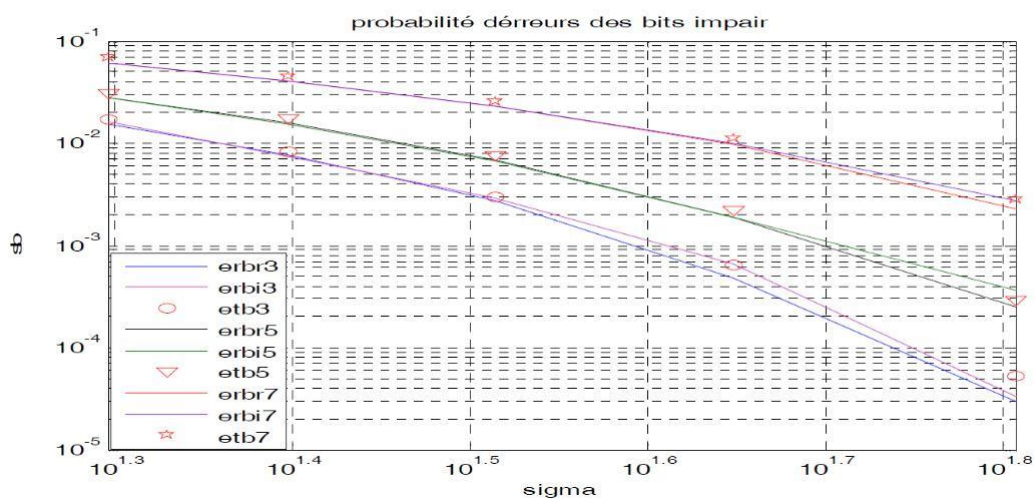
La figure III.27 la probabilité d'erreurs des bits pair



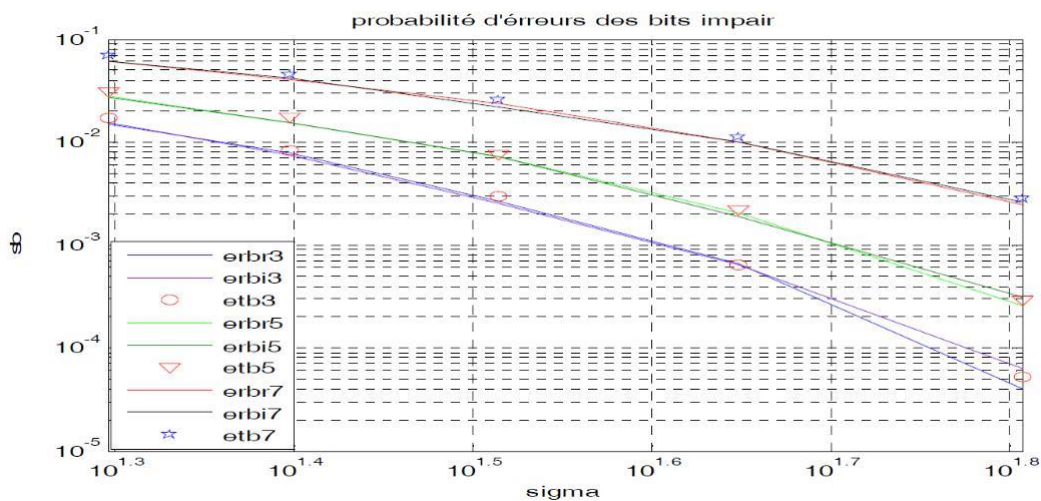
La figure III.28 : la probabilité d'erreurs des bits pair



La figure III.29 la probabilité d'erreurs des bits impairs



La figure III.30 la probabilité d'erreurs des bite impair



La figure III.31 la probabilité d'erreurs des bite impair

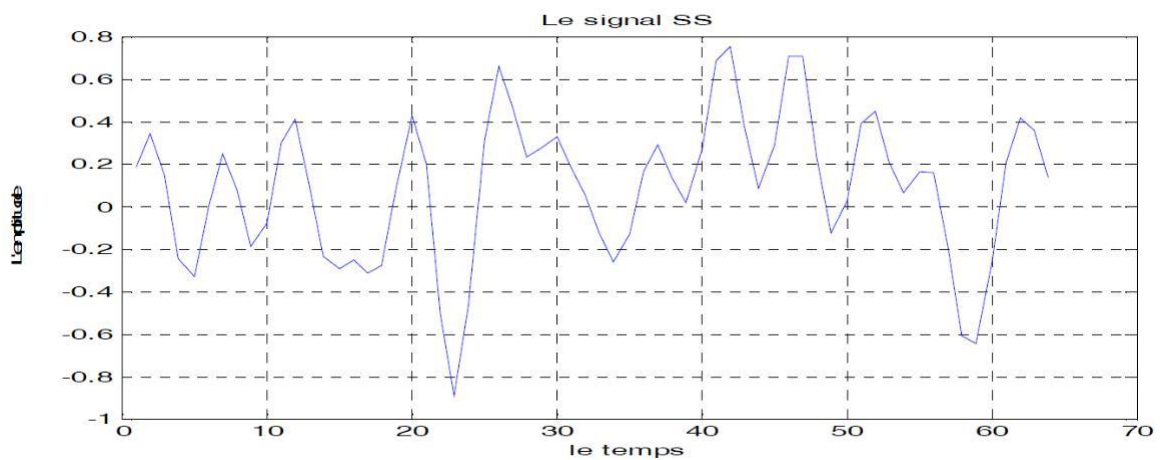
Les figure ci-dessus représente la probabilité d’erreurs par bits on constate que :

- La probabilité d’erreurs augmente si on augmente le facteur de bruit (sigma).
- La probabilité d’erreur en absence du bruit de la séquence d’entraînement est faible contrairement a sa présence.
- L’estimation du canal est optimale quand le bruit de la séquence d’entraînement est faible.

Les probabilités d’erreurs Avec bruit : (Sigma=0.06)

III.5. Résultats des simulations :

En absence du bruit de la séquence d’entraînement et le bruit de signal.



La figure III.32 Le signal SS avant l’ajout de préfixe cyclique

La figure III.32 représente le signal OFDM module (SS) son ’intervalle de garde (préfixe cyclique) et son bruit.

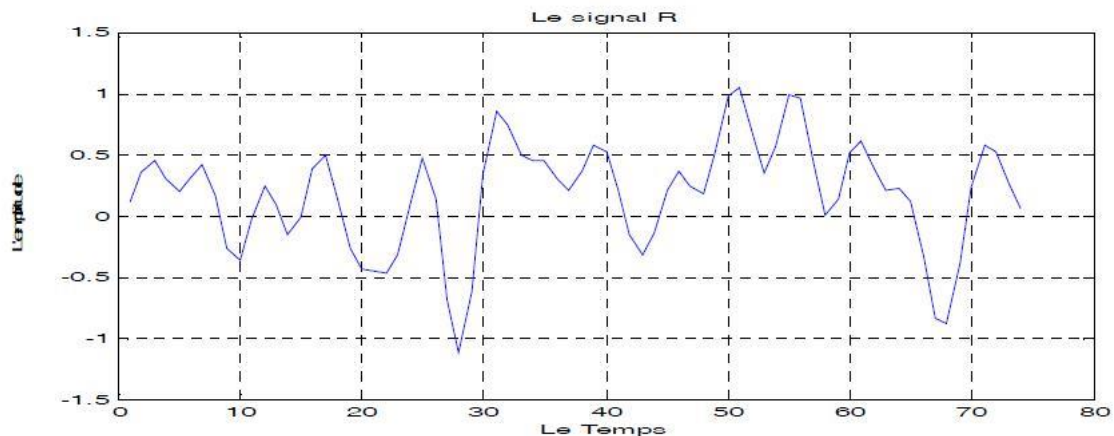
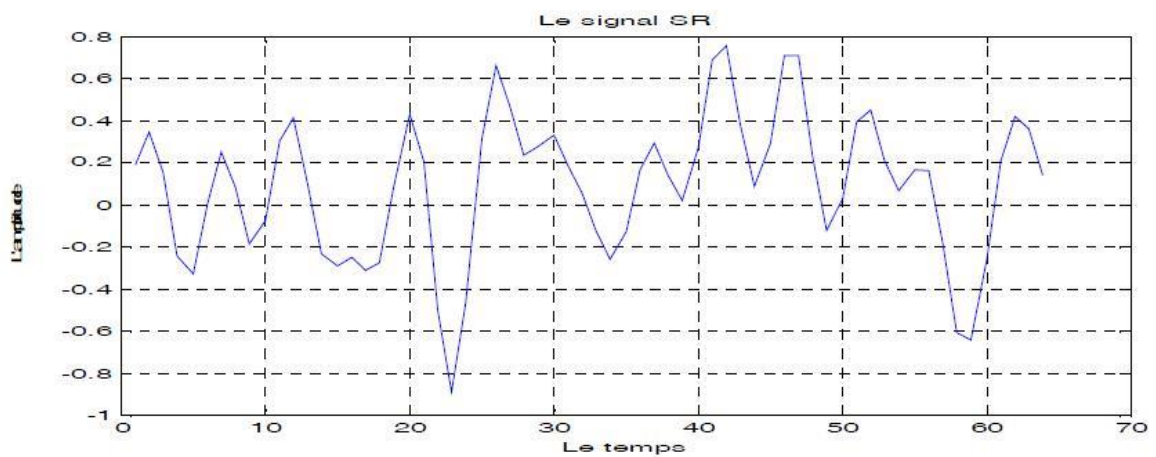


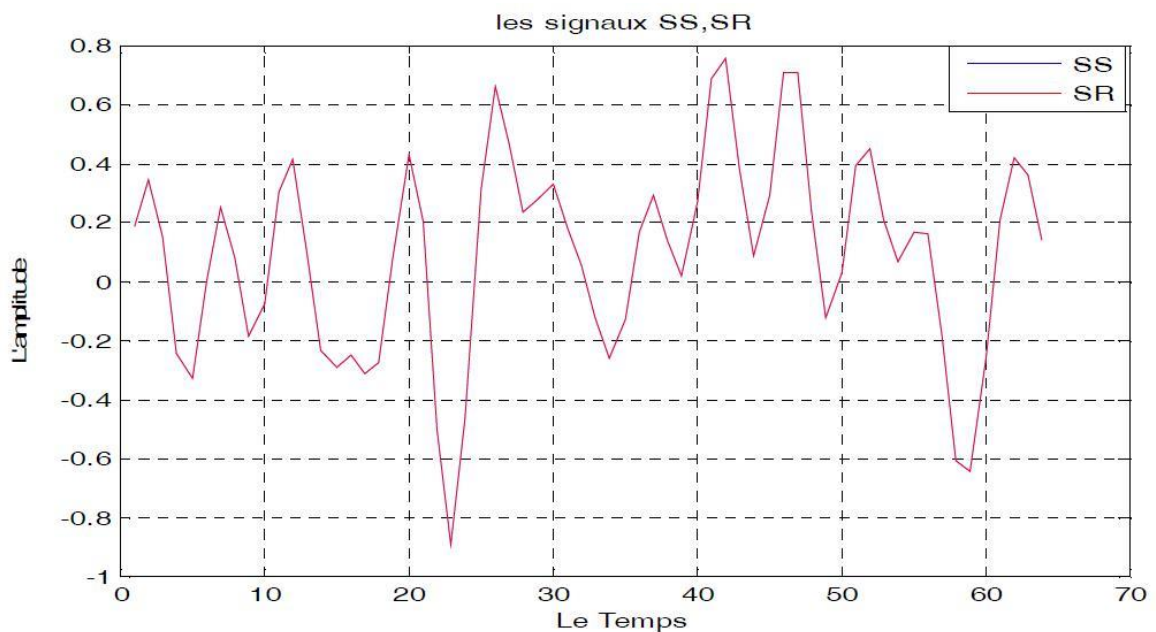
figure III.33 Le signal R après la convolution

La figure III.33 représente le signal après la convolution son bruit (R) Ce signal est retardé, altère et allonge par rapport au signal émis.



La figure III.34 Le signal SR récupéré

La figure III.34 représente le signal à la récupéré (SR) son bruit nous obtenons bien notre signal de départ.



La figure III.35 Les signaux SS SR dans même graph.

En plote les deux signaux son bruit émie (en bleue) et récupère (en rouge) dans le même graph la figure III.35 Nous constatons que les deux signaux se superposent, notre simulation de la fonction de transfert du canal est donc correcte.

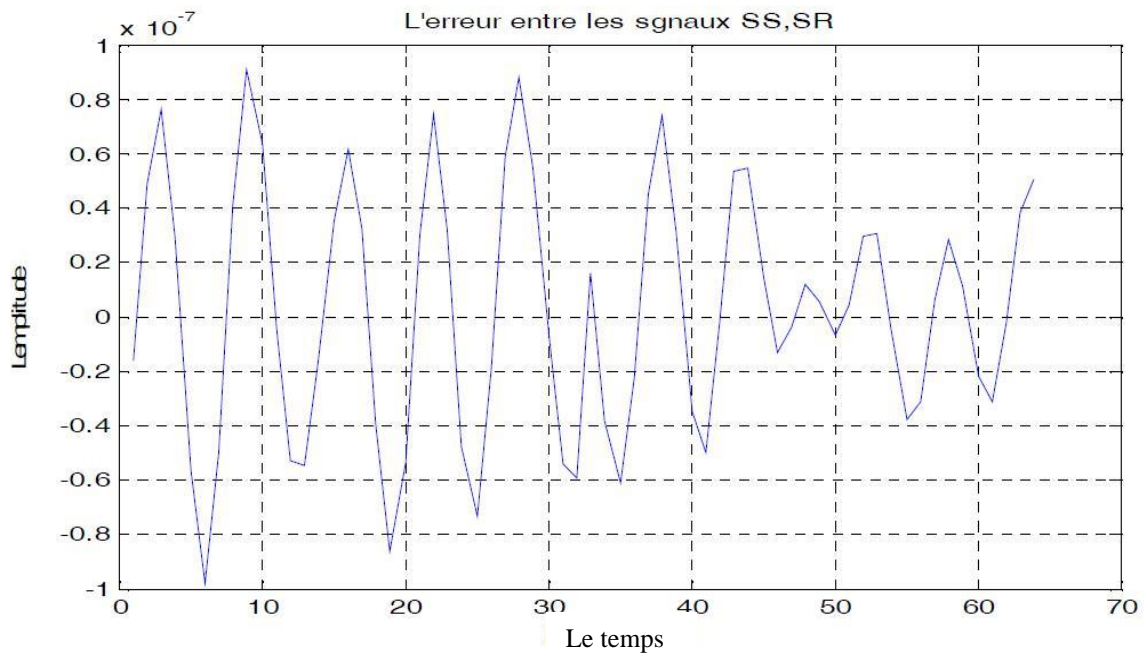
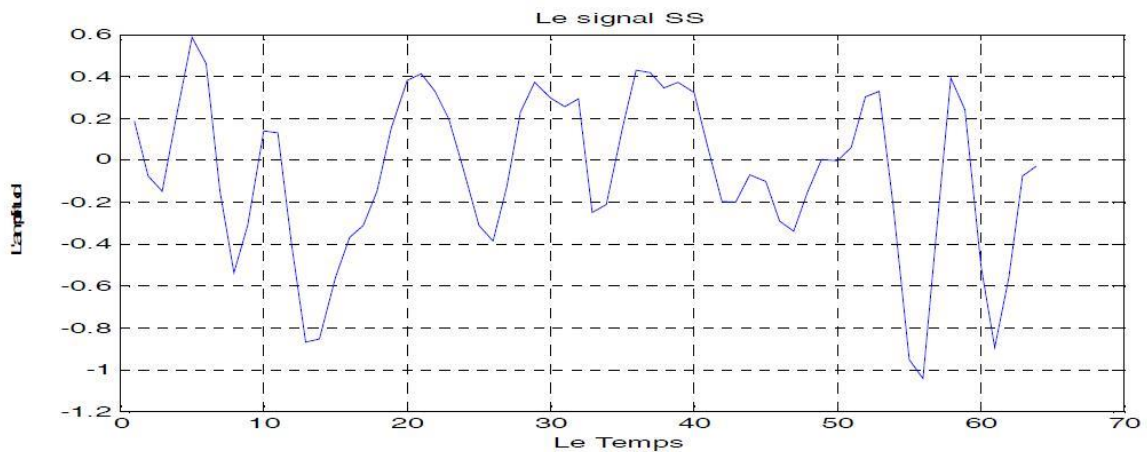


figure III.36 les erreurs entre les signaux SS et SR

La figure III.36 représente L'erreur entre les deux signaux son bruit émie (SS) et récupère (SR) l'erreur est très faible ou presque nul ($2.1206e-015$).



En absence seulement du bruit de la séquence d'entraînement en a obtenu les résultats suivants :



La figure III.37 Le signal SS avant l'ajout du préfixe cyclique

La figure III.37 représente le signal OFDM module (SS) son 'intervalle de garde (préfixe cyclique) et avec le bruit de signal.

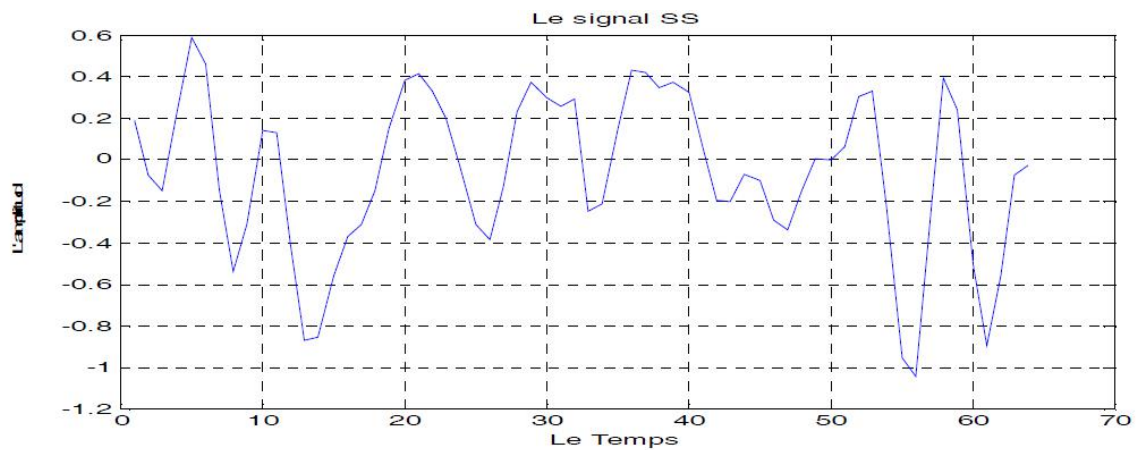


Figure III.38 Le signal R après la convolution

La figure III.38 représente le signal après la convolution (R) Ce signal est retardé, altère et allonge par rapport au signal émis et avec le bruit de signal.

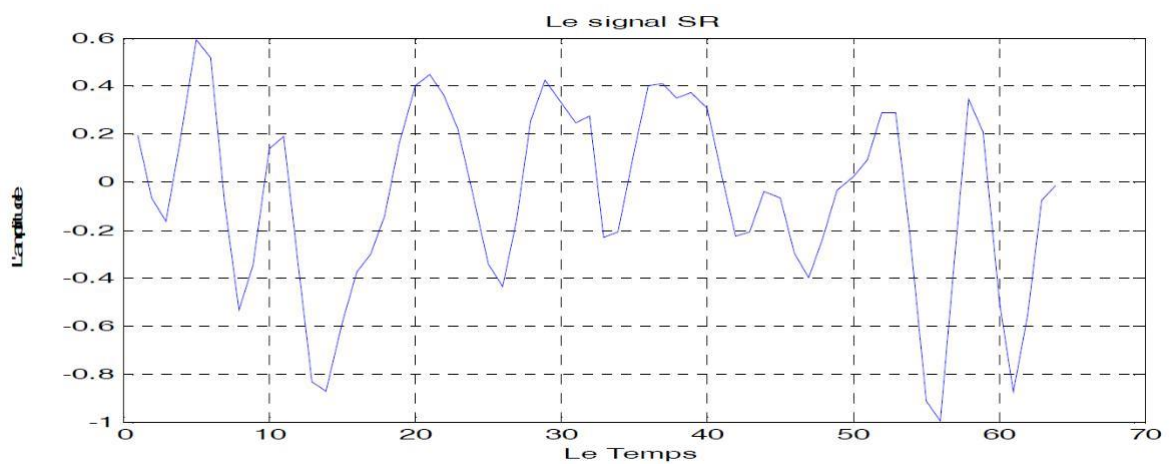


figure III.39 Le signal SR

La figure III.39 représente le signal à la récupéré (SR) avec le bruit de signal. nous obtenons bien notre signal de départ.

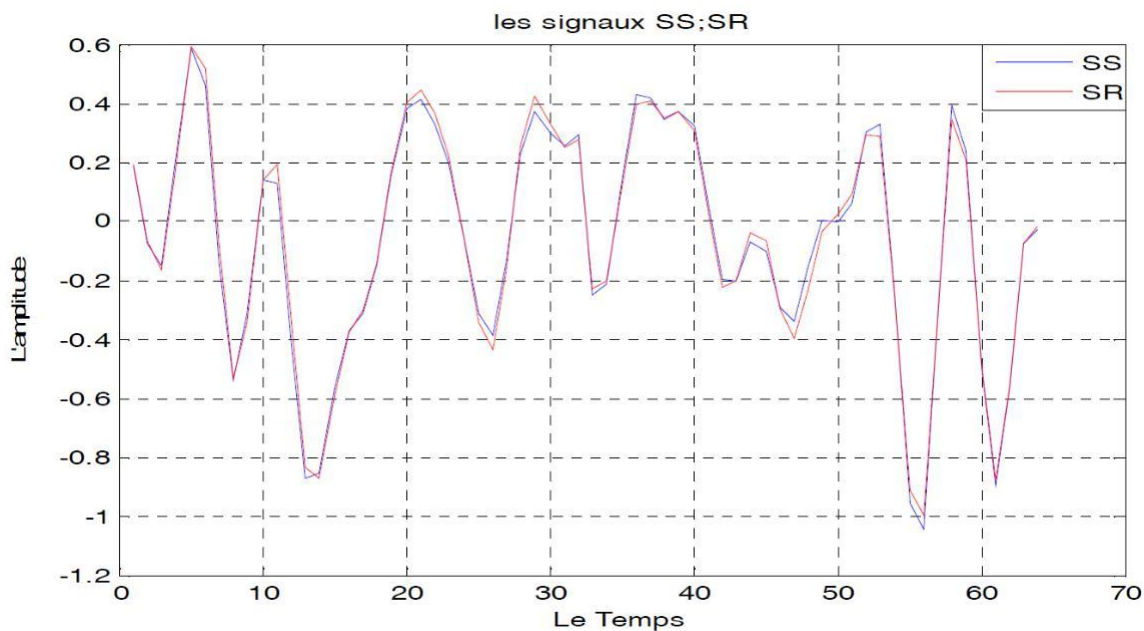


figure III.40 Les signaux SS et SR dans même graphe

En plote les deux signaux avec le bruit de signale émie (en bleue) et récupère (en rouge) dans le même graph Nous constatons que les deux signaux se superposent presque totalement, alors notre simulation de la fonction de transfert du canal est donc correcte.

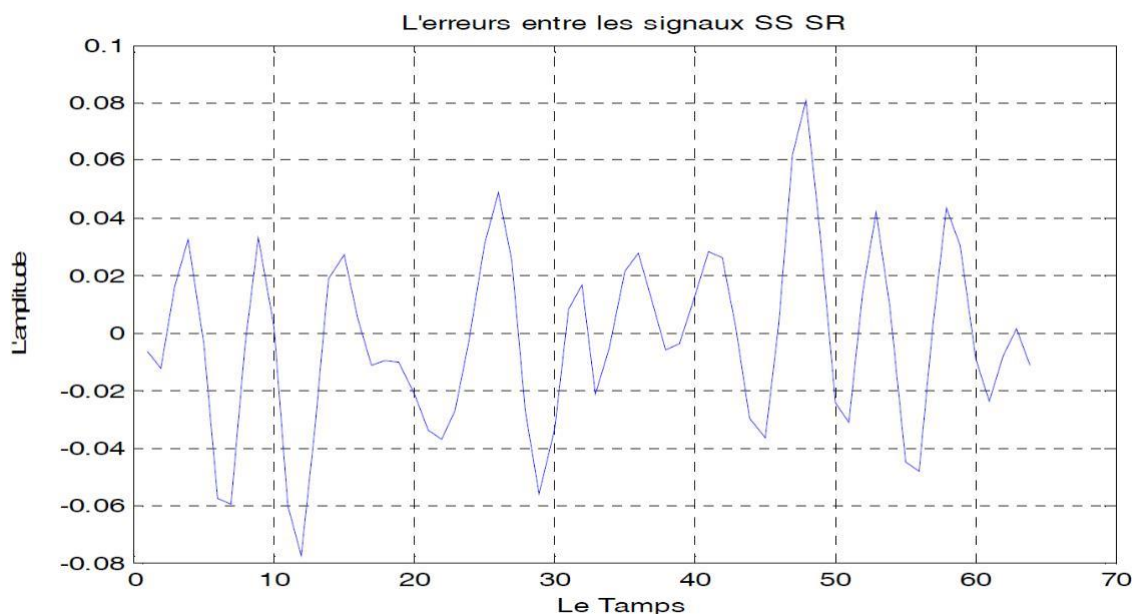


figure III.41 l'erreurs entre les signaux SS et SR

La figure III.41 représente l'erreur entre les deux signaux émie (SS) et récupère (SR) avec le bruit de signale On déduit que l'erreur est faible entre les deux signaux SS SR ($8.8635e-004$).

En présent le bruit de la séquence d’entraînement et le bruit de signale.

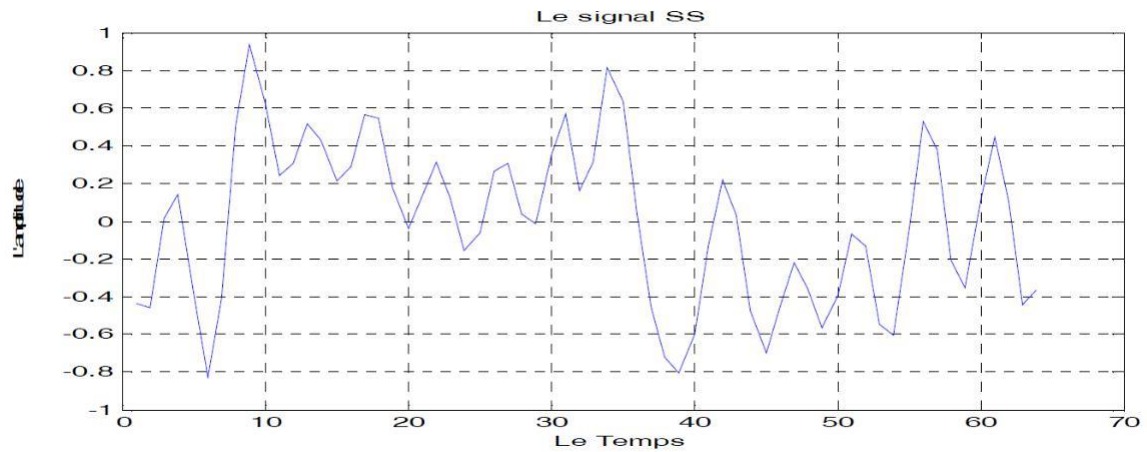


figure III.42 Le signal SS avant l’ajout du préfixe cyclique

La figure III.42 représente le signal OFDM module (SS) son ’intervalle de garde (préfixe cyclique) et avec le bruit de signale et le bruit de la séquence d’entraînement.

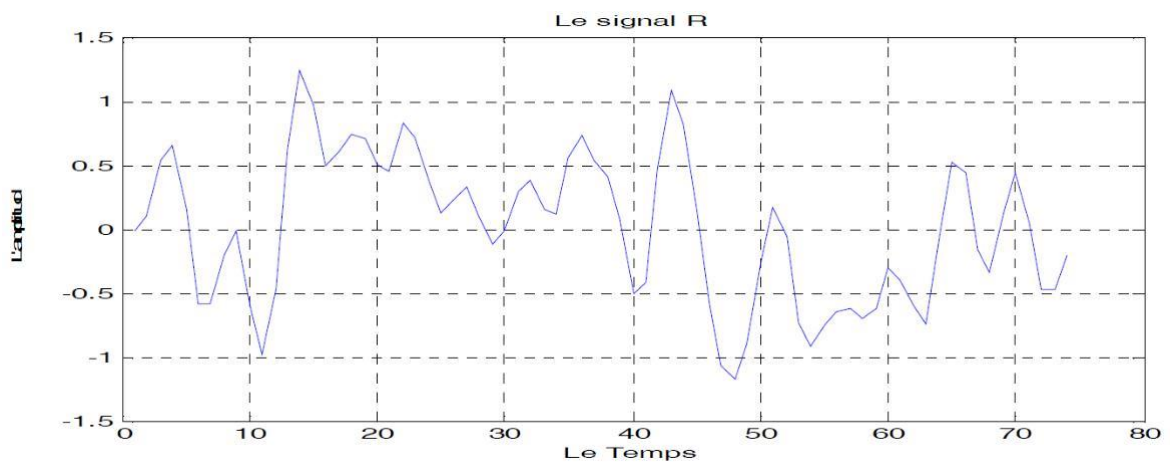


figure III.43 Le signal R après la convolution

La figure III.43 représente le signal après la convolution (R) Ce signal est retardé, altère et allonge par rapport au signal émis et avec le bruit de signale et le bruit de la séquence d’entraînement.

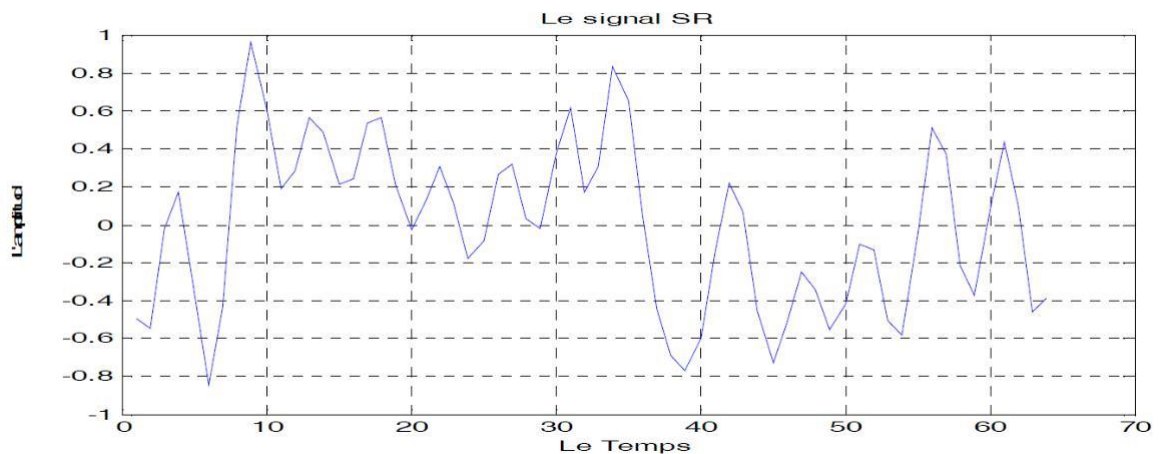
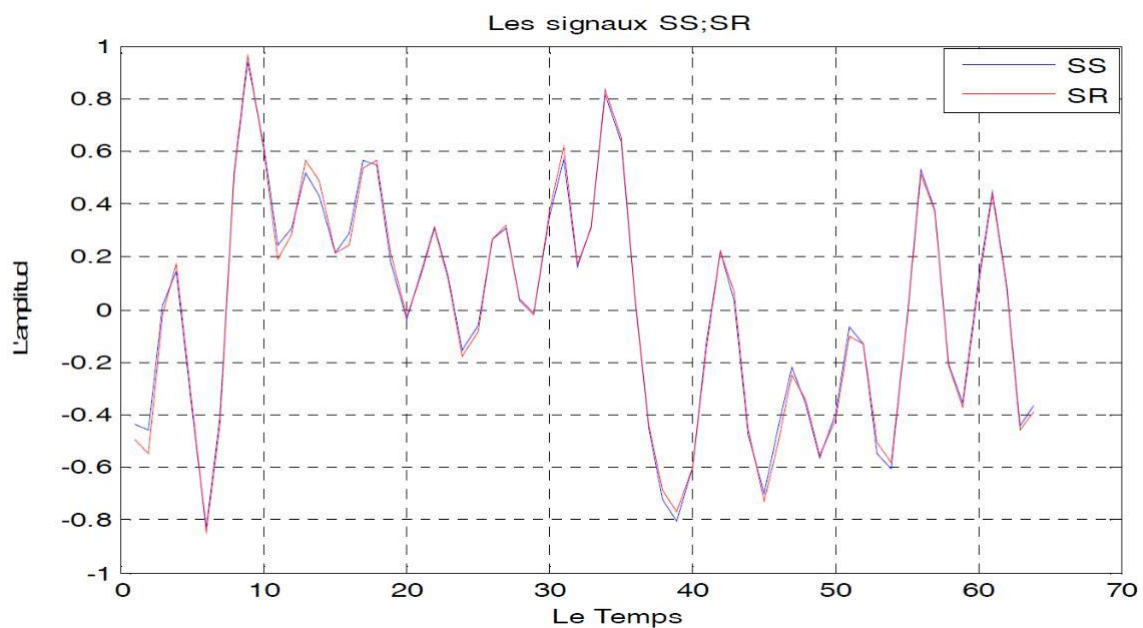


figure III.44 Le signal SR

La figure III.44 représente le signal à la récupéré (SR) avec le bruit de signale et le bruit de la séquence d'entraînement. nous obtenons bien notre signal de départ.



La figure III.45 Le signal SS et SR dans même graphe

En plote les deux signaux signale émie (en bleue) et récupère (en rouge) avec le bruit de signale et le bruit de la séquence d'entraînement dans le même graph la figure III.45 nous constatons que les deux signaux se superposent, notre simulation de la fonction de transfert du canal est donc correcte.

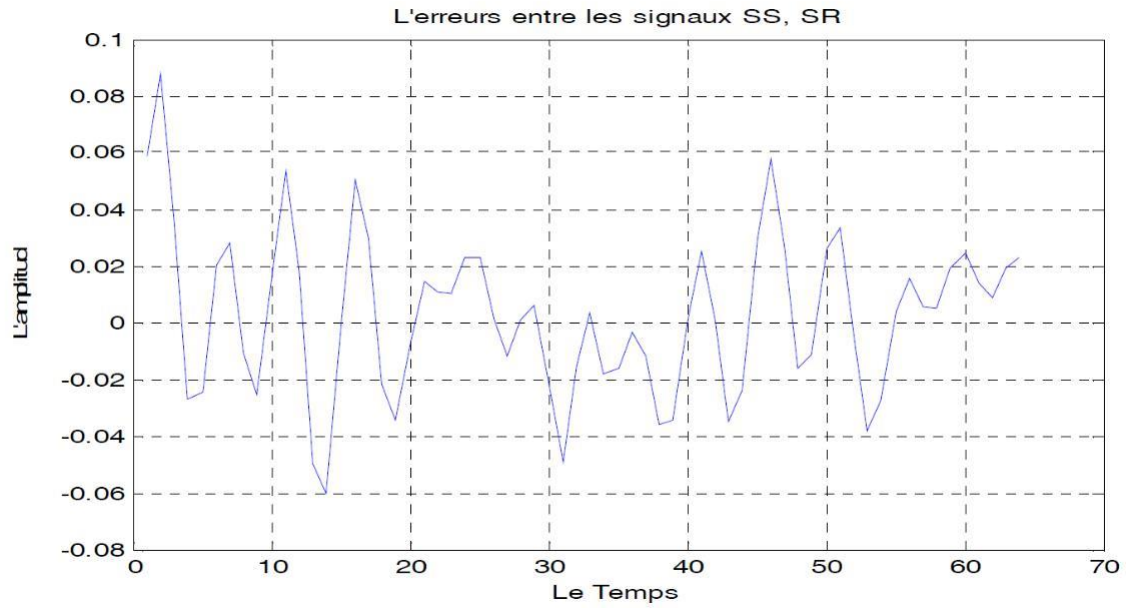


figure III.46 l'erreur entre les signaux SS SR

La figure III.46 représente l'erreur entre les deux signaux de signal émise (SS) et récupère (SR) avec le bruit de signal et le bruit de la séquence d'entraînement. On peut constater que l'erreur est faible entre les deux signaux SS SR ($8.2375e-004$).

III.6. Conclusion

En présence de bruit la probabilité d'erreur est fortement liée à la notion de distance entre signaux dans l'espace des observations. Donc la probabilité d'erreur qu'observation. Soit dans une région adjacente à la région du symbole émis est généralement élevée lorsque M est grand.

Il est clair que les résultats de la simulation sont tels que plus le nombre d'états est petit, meilleurs sont les performances du système de transmission

Conclusion Général

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire a tout d'abord présenté le principe et les avantages des modulations multi porteuses.

Les modulations multi porteuses permettent de réduire les interférences entre symboles dues aux trajets multiples des signaux. Cependant le facteur de crête élevé du signal temporel à transmettre le rend sensible aux non linéarités de l'amplificateur, et les perturbations engendrées peuvent faire apparaître des erreurs de transmission.

Dans la dernière partie les méthodes actuellement proposées pour s'affranchir de ces problèmes sont exposées. La première technique repose sur une modification du signal temporel avant émission. Le but est de réduire les inters modulations générées par l'amplificateur, mais les erreurs de transmissions ne sont pas compensées. Un second ensemble de méthodes consiste à modifier le codage canal afin de générer un signal temporel avec un faible facteur de crête.

Généralement ces techniques ont un faible rendement, surtout en augmentant le nombre de porteuses, et le débit utile de la transmission chute. D'autres méthodes modifient les symboles OFDM dans le domaine fréquentiel afin également de réduire le facteur de crête, également au détriment du débit utile.

Au cours, les systèmes ADSL et plus particulièrement les techniques mises en œuvre pour transmettre de l'information à haut débit sur la paire de cuivre ont été présentés.

Dans un premier temps, nous avons expliqué que la modulation OFDM optimisait la transmission sur le canal non idéal, en divisant la bande passante ADSL en plusieurs sous bandes uniformes.

Cette technologie qui permet de mieux exploiter des liaisons téléphoniques actuelles transmettent de l'information à haut débit et une bonne qualité.

Résumé

Dans ce mémoire , nous étudions les fréquences verticales divisées en plusieurs porteuses et ceci afin d'annuler les interférences entre les porteuses et de les appliquer sur la ligne même numérique de l'abonné pour augmenter le flux de données, Et exploitez pleinement la gamme de fréquences jusqu'à 1,1 MHz disponible sur paire de cuivre, Maintenant, en téléphonie, nous utilisons la gamme de fréquences jusqu'à 400 kHz, et le reste est inutilisé, Ainsi en technologie ADSL, même ligne numérique de l'abonné, nous utilisons la gamme de fréquences de 400 à 700 dans le sens de la source (transmission des informations et requêtes de l'utilisateur vers le serveur) et le reste de la gamme 700 à 1100 kilohertz pour transférer les informations de la source vers le récepteur (l'abonné) Le du serveur à l'utilisateur.

ملخص

في هذه المذكرة نقوم بدراسة الترددات العمودية مقسمة على عدة حوامل وهذا من اجل إلغاء التدخلات بين الحوامل وتطبيقها على الخط الرقمي الزوجي للمشارك لرفع التدفق المعطيات، واستغلال نطاق التردد كاملا حتى 1.1 ميغا هرتز المتاح على زوج نحاسي، الآن في الاتصالات الهاتفية نستعمل نطاق التردد حتى 400 كيلو هرتز والباقي غير مستغل لذا في تقنية ADSL الخط الرقمي الزوجي للمشارك نستخدم نطاق التردد من 400 إلى 700 في اتجاه المنبع (نقل المعلومات والطلبات من المستخدم إلى الخادم) والباقي النطاق 700 إلى 1100 كيلو هرتز لنقل المعلومات من المنبع إلى المستقبل (المشارك) أي من الخادم إلى المستخدم.

Summary

In this memory , we study the vertical frequencies divided into several carriers and this in order to cancel the interference between the carriers and to apply them on the same digital line of the subscriber to increase the data flow, And take full advantage of the frequency range up to 1.1 MHz available on a copper pair, Now in telephony we use the frequency range up to 400 kHz, and the rest is unused, Thus in ADSL technology, same digital line of the subscriber, we use the frequency range from 400 to 700 in the direction of the source (transmission of information and requests from the user to the server)and the rest of the 700 to 1100 kilohertz range to transfer information from the source to the receiver (the subscriber) The from server to use.