

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE DJILALI BOUNAAMA DE KHEMIS-MILIANA  
*Faculté des Sciences et de la Technologie*  
Département de Technologie



*Présenté par*  
**ALI SMAIL Youcef**  
**DOUICI Djamal**  
*Pour obtenir*  
**LE DIPLOME DE MASTER**  
*Télécommunications*  
Option  
Systèmes de Télécommunications  
Intitulé

Application de l'algorithme LMS pour l'amélioration des performances de la modulation OFDM dans un canal MIMO multi-trajets

Encadreur : Dr.BENYAROU Mourad

Année Universitaire 2015/2016



# Dédicace

Ce travail est dédié à :

Mon cher père, qui a toujours cru en moi et a mis à ma disposition tous les moyens nécessaires pour que je réussisse dans mes études.

Ma chère mère, que je ne cesse de remercier pour tout ce qu'elle m'a donné. Elle m'a supporté dans son ventre 9 mois. Qu'Allah le récompense pour tous ces bienfaits.

Mes chers beaux frères.

Mes chères sœurs.

Mes chères amies : Ahmed, Salim, Messouda, AEK, Ismail, Omar, Mohamed.

Tous les membres de ma promotion.

Mes enseignants depuis mes premières années d'études.

A tous ceux qui me sont chers et que j'ai aimé citer.

# Remerciements

Nous remercions tout d'abord le **grand Dieu** pour l'achèvement de ce mémoire.

Nous exprimons nos gratitudes à **Monsieur le président de jury** d'avoir accepté examiné ce mémoire.

Nous remercions **Messieurs les membres de jury**, d'avoir accepté de prendre part à ce jury ainsi que pour l'intérêt qu'ils l'ont porté à ce travail.

Nous remercions **Dr BENYAROU Mourad**, notre encadreur, pour ses conseils et suggestions avisés qui nous aidés à mener à bien ce travail, et d'avoir rapporté à ce mémoire ces remarques et conseils.

# Résumé

L'utilisation d'algorithme performant est l'outil essentiel pour l'optimisation des performances de tout système de communication numérique. De ce fait l'algorithme LMS est connu pour sa rapidité de convergence et pour ses résultats meilleurs comparés à ceux apportés par d'autres algorithmes.

Dans ce projet de fin d'étude, l'algorithme LMS sera appliqué à la modulation OFDM associée à un canal MIMO à trajets multiples.

**Mots clés** : multi-trajets, MIMO, Algorithme LMS, OFDM.

# Abstract

Using powerful algorithm is the essential tool for optimizing the performance of any digital communication system. Therefore the LMS algorithm is known for its fast convergence and its best results compared with those provided by other algorithms.

In this final project study, the LMS algorithm will be applied to the OFDM modulation associated with a MIMO channel multipath .

**Key words** : multipath , MIMO ,LMS algorithm , OFDM .

# Notations

ADSL : Asymmetric Digital Subscriber Line  
ARQ : Automatic Repeat Request  
BBAG : Bruit Blanc Additif Gaussien  
BER : Bit Error Rate  
BPSK : Binary Phase shift keying  
CBS : Codeur Binaire à Symbole  
CCETT : Centre Commun d'Etudes de Télécommunications et Télédiffusion  
COFDM : Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing  
CSS : Codeur Symbole à Signal  
DAB : Digital Audio Broadcasting  
DFT : Discret Fourier Transform  
DVB-T : Digital Video Broadcasting-Terrestrial  
FEC : Forward Error Correction  
IES : Interférence Entre Symbole  
LNA : Low Noise Amplifier  
MIMO : Multiple Input Multiple Output  
MISO : Multiple-Input Single-Output  
OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing  
PSK : Phase Shift Keying  
RF : Radio-Fréquence  
SIMO : Single-Input Multiple-Output  
SISO : Single Input Single Output  
SNR : Signal to Noise Ratio  
Wi-Fi : Wireless Fidelity  
Wi-Max :Worldwide Interoperability for Microwave Access  
WLAN : Wireless Local Area Network  
ZF : Zero Forcing  
IEEE : Institute of Electrical and Electronic Engineers  
RIF : Réponse Impulsionnelle Finie  
IIR : Réponse Impulsionnelle Ifinie  
IFFT : Inverse Fast Fourier Transform  
FFT : Fast Fourier Transform  
LMS : Least Mean Square  
BLMS : Bloc Least Mean Square  
MAQ : Quadrature Amplitude Modulation

RLS : Recursive Least Square

3G : 3ème Génération

4G :4 ème Génération

5G :5 ème Génération

BLAS T :Bell Labs Advanced Space Time

V-BLAST : Vertical-Bell Labs Advanced Space Time.

CNA :Conversion Numérique Analogique

HPA : High Power Amplifier

# Table des figures

Fig. 1.1 : Schéma bloc d'une chaîne de transmission numérique.....	03
Fig.1.2 : Modèle d'un système canal simple.....	06
Fig.1.3 : Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien.....	07
Fig.1.4 : Distribution du module d'une variable gaussienne complexe (Rayleigh) de variance unitaire.....	08
Fig.1.5 : Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.....	09
Fig.1.6 :Dispositif SISO .....	10
Fig.1.7 :Dispositif MISO.....	11
Fig 1.8 : Dispositif SIMO.....	12
Fig.1.9 :Dispositif MIMO.....	12
Fig.2.1 : Influence du multi trajet sur le brouillage inter symboles.....	17
Fig.2.2 : Principe de l'OFDM.....	17
Fig.2.3 : Schéma de modulation.....	18
Fig.2.4 : Spectre en sortie du modulateur OFDM.....	19
Fig.2.5 : Schéma du principe du démodulateur OFDM.....	19
Fig.2.6 : Schéma du principe du modulateur.....	20
Fig.2.7 : Modulateurs OFDM numérique.....	21
Fig.2.8 : Démodulateurs OFDM numérique.....	22
Fig.2.9 : Représentation dans le domaine fréquentiel.....	23
Fig.2.10 : Principe de l'émetteur OFDM.....	24
Fig.2.11 : Principe du récepteur OFDM.....	25
Fig.2.12 : schéma simplifié d'une chaîne de communication MIMO OFDM à une seule opération d'IFFT- FFT.....	25
Fig.3.1 :description générale des différentes techniques d'égalisation.....	28
Fig.3.2 : Récepteur en communications numériques sans fil.....	29
Fig.3.3 Diagramme Block de filtrage adaptatif LMS.....	30
Fig.4.1 Algorithme Estimation Adaptive canal pour les systèmes SISO-OFDM.....	35
Fig.4.2 Signal train de symbole.....	36
Fig.4.3 Signal train de symbole + bruit.....	36
Fig.4.4 signal reçu.....	36



Fig.4.5 l'erreur.....	37
Fig.4.6 l'erreur quadratique moyenne.....	37
Fig.4.7 Algorithme Estimation Adaptive canal pour les systèmes MIMO-OFDM.....	38
Fig.4.8 signal train de symbole.....	39
Fig.4.9 signal d'entrée avec bruit.....	39
Fig.4.10 signal reçus.....	40
Fig.4.11 L'erreur.....	40
Fig.4.12 L'erreur quadratique moyenne.....	40
Fig.4.13 BER pour la BPSK+OFDM+LMS (SISO,MIMO) multi-trajet.....	41

# Bibliographie

- [1] **B. RIHAWI** Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radio-communications multi-antennes (chapitre1) pour obtenir le grade de Docteur de l'Université de Rennes I Soutenue le 20 Mars 2008.
- [2] **G. Cohen, J. Dornstetter et P. Godlewski**, "Codes correcteurs d'erreurs. Une introduction au codage algébrique", ISBN : 2-225-82538. Masson. 1992.
- [3] **W. J.H.**, «On the Capacity of Radio Communication Systems with Diversity in a Rayleigh Fading Environment», IEEE Journal on selected areas in communications, Vol. SAC-5, No. 5, June 1987.
- [4] **B. Hirosaki, S. Hasegawa and A. Sabato**, "Advanced groupband data modem using orthogonally multiplexed QAM techniques», IEEE Trans. Commun., Vol. 34, pp. 587- 592, June 1986.
- [5] **L. Collin** «Optimisation de systèmes multi antennes basée sur la distance minimale»,Thèse de doctorat,Université de Bretagne Occidentale, 17 décembre 2002.
- [6] **I. Telatar** « Capacity Of Multi-Antenna Gaussian Channels»». Technical Memorandum, Bell Laboratories, Lucent Technologies, October 1995. Published in European Transactions on Telecommunications, 10(6) :585–595, December 1999..
- [7] **G. J. Foschini et M. J. Gans**, « On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas ». Wireless personal communications, 1998.
- [8] **W. J.H.**, «On the Capacity of Radio Communication Systems with Diversity in a Rayleigh Fading Environment», IEEE Journal on selected areas in communications, Vol. SAC-5, No. 5, June 1987.
- [9] **P.A. Bello**,«Selective fading limitations of the Kathryn modem and some system design considerations», IEEE Trans. Commun. Technol., Vol. 13, pp. 320-333, September 1965.
- [10] **M.S. Zimmerman and A.L. Kirsch**,« The AN/GSC-10 (KATTHRYN) variable rate data modem for HF radio», IEEE Trans. CommunTechnolVol 15, pp 197-205, April1967.
- [11] **M.L. Doelz, E.T. Heald and D.L. Martin**, « Binary data transmission techniques for linear systems», Proc. IRE, Vol. 45, pp. 656-661, May 1957.
- [12] **G.A. Franco and G. Lachs**,« An orthogonal coding technique for Communications», IRE Intern. Conv. Rec., Vol. 9, pp. 126-133, 1961.

- [13] **A.R. Kaye and D.R. George**, « Transmission of multiplexed PAM signals over multiple channels and diversity systems», IEEE Tans. Commun Technol Vol 18, pp 520-526, October 1970.
- [14] **S.B. Weinstein and P.M. Ebert**, « Data transmission by frequency division multiplexing using the Discrete Fourier Transform», IEEE Trans. Commun. Technol Vol 19, n.5, Oct. 1971.
- [15] **B. Hirosaki**, « An orthogonally multiplexed QAM system using the Discret Fourier Transform», IEEE Trans. Commun Vol 29, pp 982-989, July 1981.
- [16] **B. Hirosaki, S. Hasegawa and A. Sabato**, « Advanced groupband data modem using orthogonally multiplexed QAM techniques», IEEE Trans. Commun., Vol. 34, pp. 587- 592, June 1986.
- [17] **B. Hirosaki**, « A maximum likelihood receiver for an orthogonal multiplexed QAM system», IEEE J. Select. Areas Commun Vol. 2, pp. 757-764, September 1984.
- [18] **A. Ruiz and J.M. Cioffi**, « A frequency domain approach to combined spectral shaping and coding», Proc. ICC, pp. 1711-1715, 1987.
- [19] **J.A.C. Bingham**, « Multicarrier modulation for data transmission : an idea whose time has come», IEEE Communications Magazine, Vol. 29, n. 5, pp. 5-14, May 1990.
- [20] **H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude**, « Transmission techniques for digital TV Broadcasting », IEEE Communications Magazine, pp. 100-109, February 1995.
- [21] **J.C. Rault, D. Castelain and B. LeFloch**, « The coded orthogonal frequency division multiplexing (COFDM) technique, and its applications to digital radio broadcasting towards mobile receivers», Proceedings of Globecom 89, December 1989.
- [22] **J. Wolf**, « Field Strength measurements in DAB networks with test receivers ESVB», News from Rodhe, Schwarz, n. 139, pp. 22-23, 1992.
- [23] **B. Ledoux**, « COFDM-6 Field tests», IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 42, n. 3, August 1993.
- [24] **P. Hayet and J.M. Guillaud**, « Modem OFDM pour la télévision numérique », Revue annuelle LEP, 1992.
- [25] **P. Combelles, J.L. Sicre, P. Penard and C. Joanblanq**, « Diffusion terrestre de télévision numérique », REE, n. 5, May 1996.
- [26] **B. Mourad, B.F.Tarik and D. Fatima**, « Multi-User Detection by MMSE Adaptive Algorithm for multi-beam-MIMO-MC-CDMA using Sequences of References» International Journal of Computer Applications IJCA, Volume 69, 2013
- [27] **C. Alexandre, D. LE ruyet**, « modulations multi porteuses », ELE207.
- [28] **O. Berder**. « Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi antennes », thèse doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 20 décembre 2002.

# Table des matières

<b>1</b>	<b>Le canal MIMO multi-trajets dans une chaîne de communication numérique</b>	<b>2</b>
1.1	Introduction . . . . .	2
1.2	Chaîne de transmission numérique . . . . .	2
1.2.1	Codage de source et codage de canal . . . . .	3
1.2.2	Codage binaire à symbole (CBS) . . . . .	4
1.2.3	Codage symbole à signal (CSS) . . . . .	4
1.2.4	Canal, réception et démodulation . . . . .	5
1.2.5	Décodage binaire à symbole, décodage de canal et décodage de source . . . . .	5
1.3	Généralités sur le canal radio-mobile . . . . .	5
1.3.1	Canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG) . . . . .	6
1.3.2	Canal avec évanouissement et bruit additif blanc Gaussien (canal de Rayleigh) . . . . .	7
1.3.3	Modèle de canal à trajets multiples . . . . .	7
1.4	Introduction aux systèmes MIMO . . . . .	9
1.5	Architecture et caractérisation . . . . .	10
1.5.1	Système SISO . . . . .	10
1.5.2	Système MISO . . . . .	10
1.5.3	Système SIMO . . . . .	11
1.5.4	Système MIMO . . . . .	12
1.6	Conclusion . . . . .	14
<b>2</b>	<b>Les modulations multi-porteuses. L'OFDM</b>	<b>15</b>
2.1	Introduction . . . . .	15
2.2	La technique OFDM . . . . .	15
2.2.1	Historique de l'OFDM . . . . .	15
2.2.2	Problématique . . . . .	16
2.2.3	Principe et fonctionnement de l'OFDM . . . . .	17
2.2.4	Implantation numérique . . . . .	20
2.2.5	Notion d'orthogonalité . . . . .	22
2.2.6	Intervalle de garde . . . . .	23
2.2.7	Description vectorielle de l'OFDM . . . . .	23
2.2.8	Association du canal MIMO OFDM Multi-trajets . . . . .	25
2.2.9	Avantages de l'OFDM . . . . .	26
2.3	Conclusion . . . . .	26

<b>3</b>	<b>L'algorithme LMS</b>	<b>27</b>
3.1	Introduction . . . . .	27
3.2	Techniques d'égalisation . . . . .	27
3.3	Principe de l'égalisation . . . . .	28
3.4	Algorithmes d'adaptation . . . . .	29
	3.4.1 L'algorithme LMS . . . . .	29
	3.4.2 Algorithme du gradient stochastique par bloc (BLMS) . . . . .	31
3.5	conclusion . . . . .	33
<b>4</b>	<b>Simulation et performances du système LMS MIMO OFDM multi-trajets</b>	<b>34</b>
4.1	Introduction . . . . .	34
4.2	Les paramètres du système SISO-OFDM utilisés dans la simulation sont . . .	34
4.3	Association de l'algorithme LMS à la modulation OFDM avec canal SISO miultitrajets . . . . .	35
	4.3.1 Schéma de principe . . . . .	35
	4.3.2 Résultats de simulation . . . . .	35
4.4	Association de l'algorithme LMS à la modulation OFDM avec canal MIMO miultitrajets . . . . .	37
	4.4.1 Schéma de principe . . . . .	38
	4.4.2 Résultats de simulation . . . . .	38
4.5	Taux d'erreur binaire . . . . .	40
4.6	Conclusion . . . . .	41

# INTRODUCTION

Les problèmes dans les systèmes de communications sans fils restent en bonne partie les même : le bruit gaussien, les interférences (inter symbole, les délais. . .) causés par les multi^ple trajets d'un même signal. Toutefois, selon les méthodes utilisées pour la communication, la façon de résoudre les différents problèmes varie grandement, car les techniques ne sont souvent applicables que pour un mode d'envoi précis, ou bien elles s'appliquent différemment selon le mode.

Evidemment, en pratique, aucun système ne peut complètement les éliminer, l'objectif est donc de les minimiser. La modulation à porteuses multiples OFDM est reconnue pour sa grande résistance à l'interférence inter symboles (ISI), grâce à l'utilisation de fréquences orthogonales pour envoyer les différents symboles. De plus, l'utilisation du MIMO (Multiple input multiple output) vient accroître l'efficacité en offrant plusieurs autres chemins possibles pour le signal, augmentant la fiabilité des transmissions.

Dans le cadre de ce mémoire, nous nous concentrerons sur l'étude et la simulation d'un système de communication à base de la modulation OFDM avec à un canal SISO et puis MIMO associée à un algorithme adaptatif bien connu qui est le LMS. Cet algorithme adaptatif est inséré dans le récepteur qui peut être une BTS par exemple, et doit être capable d'éliminer ou atténuer le bruit, afin de reconstitué plus fidèlement possible le signal émis,

Le plan du mémoire est ainsi présenté, le premier chapitre donne la description d'une chaine de communication numérique à canal classique ou SISO et avec un canal MIMO à trajet multiple.

Le deuxième chapitre décrit en détail la technique de modulations multiporteuses OFDM (Orthogonal Fréquence Division Multiplexage) présentant de nombreux avantages pour les communications numériques à haut débit comme la 4ieme génération de la téléphonie mobile et suivante.

Dans le troisième chapitre nous présentons l'algorithme LMS largement utilisé dans le filtrage linéaire conventionnel et la suppression du bruit ou les interférences. L'algorithme LMS est d'autant plus formant avec un pas d'adaptation bien choisi pour adapter les coefficients des filtres.

Le quatrième chapitre sera consacré à la simulation des systèmes SISO OFDM et MIMO OFDM tous deux à base de l'algorithme adaptatif LMS. Des résultats seront analysés et commentés sous un environnement multi-trajets.

# Chapitre 1

## Le canal MIMO multi-trajets dans une chaîne de communication numérique

### 1.1 Introduction

Transmettre de l'information d'un point à un autre sans-fil nécessite un système de radio communication. Ce système utilise le canal hertzien comme support physique. Au cours de sa propagation, l'onde transmise traverse différents types de canaux jusqu'à atteindre sa cible. Ces canaux affectent l'onde émise. Cela rend nécessaire l'étude des canaux de propagation. Les performances de transmission, comme on le montrera par la suite, dépendent considérablement des caractéristiques du canal. Selon les conditions d'observation, ces canaux peuvent être considérés comme statiques ou dynamiques.

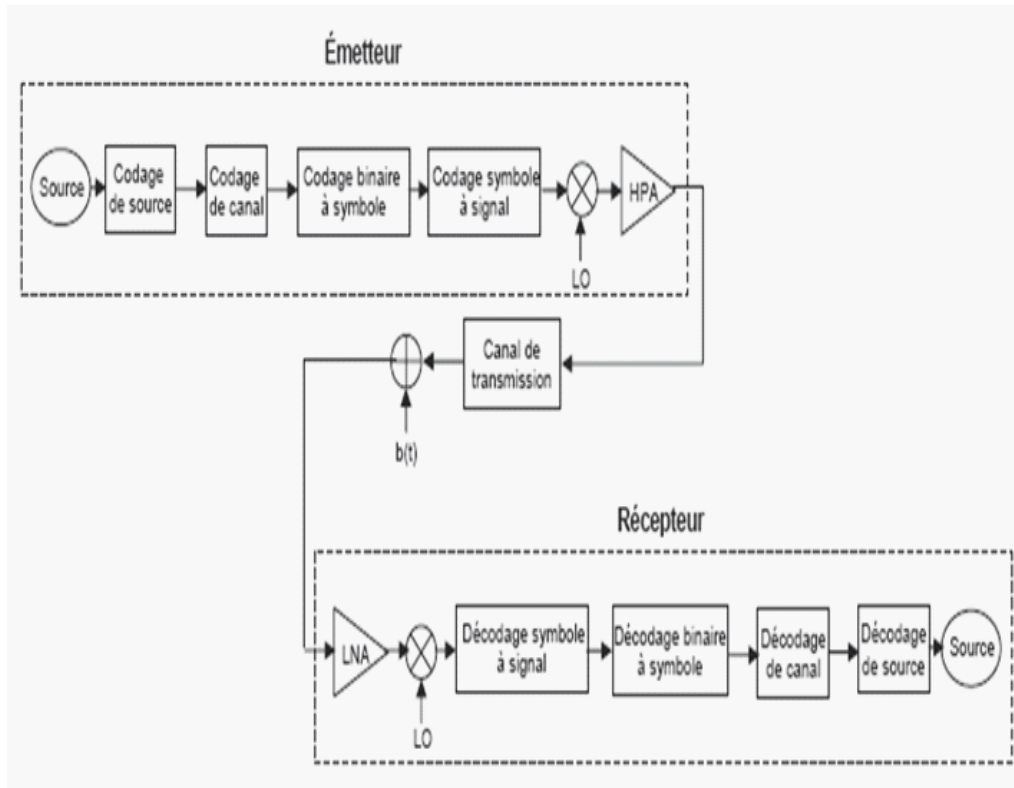
Nous présenterons dans ce chapitre la description d'une chaîne numérique classique, la propagation, la modélisation des canaux, la sélectivité et le phénomène de diversité, ce qui permettra dans la suite de nos travaux d'appréhender le dimensionnement et la conception logicielle de notre système de communication.

### 1.2 Chaîne de transmission numérique

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 radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. Le principe du système de transmission est alors d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible.

Dans la suite, nous allons nous intéresser à une chaîne de transmission radiofréquence (RF) qui se compose de trois blocs principaux : l'émetteur, le canal de transmission et le récepteur. La figure (1.1) montre le schéma bloc d'une telle chaîne où les détails sont adaptés à notre étude : émetteur avec les codeurs de source et de canal, le codeur binaire à symbole (CBS), le codeur symbole à signal (CSS), et le canal de transmission plus bruit  $b(t)$ . En

réception, le signal reçu est amplifié par un amplificateur faible bruit (LNA ‘Low Noise Amplifier’), démodulé et décodé [1].



**Fig.1.1** : Schéma bloc d'une chaîne de transmission numérique

Nous allons maintenant décrire de façon succincte les différents éléments qui constituent une chaîne de transmission en partant de la source vers le destinataire.

### 1.2.1 Codage de source et codage de canal

Le but du codage de source est de représenter la source, qu'elle soit analogique ou numérique, avec un minimum de bits sans en diminuer la quantité d'information, c'est à dire de délivrer une source aussi proche que possible d'une source idéale. Cette séquence binaire en sortie du codeur de source est appelée séquence d'information. Notons que le code utilisé doit permettre d'effectuer l'opération inverse de décodage dans le récepteur.

Cette séquence d'information est caractérisée par ce que l'on appelle le débit numérique  $D_b = 1/T_b \text{ bit/s}$  (où  $T_b$  est temps bit en s).

En pratique des erreurs peuvent se produire durant la communication, et elles sont principalement dues au bruit et aux interférences produites par le canal de transmission lui-même. Pour y remédier, on utilise un codage correcteur d'erreurs : des bits de redondance sont ajoutés aux informations numériques à transmettre, et ceux-ci permettent au récepteur de détecter et/ou corriger des erreurs. Ces codes ne sont pas abordés dans ce document, mais le lecteur intéressé peut se référer à [2].



## 1.2.2 Codage binaire à symbole (CBS)

Le codage binaire à symbole est l'étape qui associe les éléments binaires à des symboles, appelés symboles numériques. Le débit résultant  $D_s$  (débit symbole) est le nombre de symboles transmis par unité de temps. Il est mesuré en bauds et est égal au débit binaire divisé par le nombre de bits représenté par chaque symbole ( $D_s = D_b / \log_2 m$  où  $m$  est le nombre d'états de la modulation). La modulation la plus simple est la modulation d'amplitude à deux états. Chaque symbole  $C_k$  du signal discret correspond à un bit de donnée numérique à transmettre. Si on note "A" l'amplitude réelle du signal, les deux valeurs possibles pour  $C_k$  sont :

$$C_K \in \{-A, A\} \quad (\text{Eq.1.1})$$

Ces deux valeurs correspondent respectivement à 0 et 1. Il est également possible de coder plus de bits dans un même symbole, en définissant plus de valeurs possibles. Par exemple pour coder deux bits dans un seul symbole, on peut utiliser une modulation d'amplitude à 4 états :

$$C_K \in \{-3A, -A, A, 3A\} \quad (\text{Eq.1.2})$$

Par extension, on peut construire une modulation d'amplitude à  $2^n$  états, où chaque symbole code donc  $n$  bits. Les symboles  $C_K$  peuvent être complexes, et il est donc envisageable de coder l'information dans la phase des symboles. Certaines applications nécessitent en effet un signal avec un module constant. Si on appelle  $m$  le nombre d'états, l'ensemble des symboles possibles est :

$$C_K \in \{A e^{j(2K+1)\frac{\pi}{m} + \varphi_0} \mid K = 0, \dots, m-1\} \quad (\text{Eq.1.3})$$

où  $\varphi_0$  la phase du premier symbole et  $m$  est une valeur de la forme  $2^n$ . Ainsi chaque symbole  $C_k$  code  $n$  bits et on note MDPm une modulation de phase à  $m$  états (mPSK). Enfin, il est possible de coder de l'information à la fois dans les parties réelles et imaginaires du symbole  $C_k$ . Cette technique est appelée modulation d'amplitude en quadrature, et est notée MAQm (Les MAQ les plus courantes utilisent le même codage sur les deux parties réelles et imaginaires. Dans ce cas  $m$  est de la forme  $2^{2n}$ , et chaque symbole code  $2^n$  bits :  $n$  bits dans la partie réelle, et  $n$  dans la partie imaginaire. Par exemple la modulation MAQ16 utilise deux modulations d'amplitude à 4 états :

$$C_K = a_K + ib_K \quad \text{avec} \quad a_K, b_K \in \{-3A, -A, A, 3A\} \quad (\text{Eq.1.4})$$

## 1.2.3 Codage symbole à signal (CSS)

Le canal de transmission étant un milieu continu, avant de pouvoir y transmettre les symboles  $C_k$  il faut obtenir un signal continu par interpolation. Les symboles sont cadencés par une horloge à la fréquence  $1/T$ , où  $T$  est la durée d'un symbole. Le CSS associe à chaque symbole une forme d'onde particulière.

Cet étage comprend généralement des opérations d'adaptation du rythme d'échantillonnage, de filtrage et de conversion numérique analogique (CNA). La forme d'onde la plus naturelle serait la fonction porte de largeur  $T$  puisqu'elle n'engendre aucune superposition des symboles et ne nécessite pas de dispositif complexe de synchronisation des instants d'échantillonnage. La contrepartie de ce type de fonction aux variations brutales réside dans son grand encombrement spectral. En fait, il s'agit de trouver des formes d'onde permettant

de limiter la largeur de bande tout en vérifiant le critère de Nyquist [3] (forme d'onde pouvant s'étaler sur plusieurs  $T$  pourvu qu'elle soit nulle aux instants d'échantillonnage, afin d'éviter les interférences entre symboles IES). Ce choix doit tenir compte de la complexité de réalisation mais aussi de la sensibilité à l'instant d'échantillonnage. Une fonction assez souple répondant à ces critères, et en conséquence souvent utilisée, est la fonction en cosinus surélevé.

### 1.2.4 Canal, réception et démodulation

Le canal de propagation perturbe le signal, en le déformant et en y ajoutant du bruit. Ces deux aspects seront abordés dans la partie 1.3, nous supposons dans un premier temps que le canal est sans bruit. Le récepteur recueille le signal transmis, par l'intermédiaire d'une antenne pour un canal radio ou directement depuis le câble pour une transmission filaire. Une fois le signal ré-amplifié par un amplificateur faible bruit, il est nécessaire de le démoduler, c'est-à-dire de faire une nouvelle transposition de fréquence afin d'obtenir un signal en bande de base.

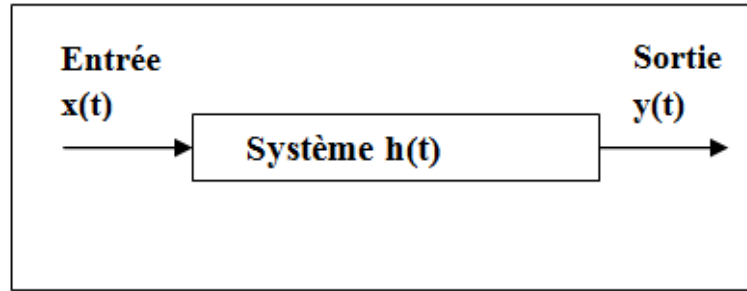
### 1.2.5 Décodage binaire à symbole, décodage de canal et décodage de source

L'étape suivante consiste à déterminer les bits correspondant au symbole reçu ( $d_K$ ) après le décodage symbole à signal. Ce symbole peut être différent du symbole qui avait été envoyé ( $C_K$ ) à cause de perturbations introduites par le canal. La détection par maximum de vraisemblance est le critère optimal permettant de déterminer le symbole qui a été envoyé avec la plus grande probabilité. Pour cela on sélectionne le point de la constellation le plus proche du symbole reçu, et les bits qui sont associés à ce point de la constellation sont les bits qui ont été émis avec la plus grande vraisemblance.

Le signal décidé, sous forme binaire, sera décodé grâce au décodeur canal. Ce décodeur est associé au codeur canal qui a été utilisé dans l'émetteur pour ajouter de la redondance aux informations transmises. Cette redondance est utilisée par le décodeur canal pour détecter des erreurs dans le flux binaire et éventuellement les corriger. Dans le cas d'un système FEC (Forward Error Correction) les erreurs sont corrigées directement par le décodeur, et dans le cas d'un système ARQ (Automatic Repeat Request) les erreurs sont seulement détectées et le système demande à l'émetteur de transmettre à nouveau les informations. Le message numérique résultant est finalement passé à travers le décodeur de source rendant ainsi un signal compatible avec son traitement par le destinataire [4].

## 1.3 Généralités sur le canal radio-mobile

Un canal de communications est un médium physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal à partir d'un transmetteur jusqu'au récepteur. Dans notre projet le canal n'est autre que les ondes électromagnétiques appelé canal sans-fil par opposition au canal filaire.



**Fig.1.2** : Modèle d'un système canal simple

Afin d'assurer la couverture d'une zone géographique par un système radio-mobile, on utilise des antennes d'émission et de réception peu directives. Ainsi le signal émis se propage dans plusieurs directions et parvient au récepteur en empruntant des chemins différents, grâce aux réflexions sur les obstacles. Ce phénomène de propagation multi-trajets garantit la couverture d'une zone, mais engendre des difficultés au niveau du récepteur.

En effet, le signal reçu sur un canal radio-mobile résulte de la superposition de plusieurs répliques du signal émis caractérisées par des amplitudes, des phases et des angles d'arrivée différents. Ceci se traduit par des variations de l'amplitude et de la phase du signal reçu, appelées évanouissements multi-trajets [5].

Trois mécanismes de base interviennent lors de la propagation d'un signal sur un canal radio-mobile :

- \* **La réflexion** : lorsqu'une onde électromagnétique se heurte à une surface lisse dont les dimensions sont grandes devant la longueur d'onde du signal .

- \* **La diffusion** : lorsque l'onde entre en collision avec une surface irrégulière ou encore une surface dont les dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde. L'énergie réfléchie est diffusée dans toutes les directions .

- \* **La diffraction** : lorsque le trajet de l'onde entre l'émetteur et le récepteur est obstrué par un corps volumineux de dimensions grandes devant la longueur d'onde, causant la formation d'ondes secondaires derrière l'objet.

### 1.3.1 Canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG)

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG). Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne...). Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit

alors sous la forme :

$$y(t) = x(t) + b(t) \quad (\text{Eq.1.5})$$

Où  $b$  représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance  $\sigma_b^2$  et de densité spectrale de puissance bilatérale  $N_0/2$ . La densité de probabilité est :

$$P_{y/x}\left(\frac{y}{x}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} e^{-\frac{(y-x)^2}{2\sigma_b^2}} \quad (\text{Eq.1.6})$$

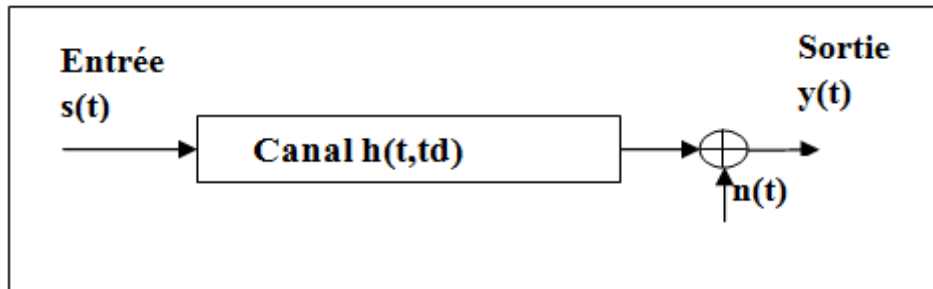
Le rapport signal sur bruit (RSB) Lorsqu'il s'agit d'un bruit  $b(t)$  qui s'ajoute au signal étudié  $x(t)$ , le rapport signal sur bruit est le rapport de la puissance moyenne du signal  $y(t)$  et de la puissance moyenne du bruit  $b(t)$ .

Ce rapport caractérise la performance du récepteur. Plus, il est grand, moins le bruit perturbe le signal et les analyses qui en sont faites.

### 1.3.2 Canal avec évanouissement et bruit additif blanc Gaussien (canal de Rayleigh)

C'est un canal qui modélise à la fois un évanouissement et un BBGA, c'est-à-dire il regroupe les deux canaux décrits précédemment. Ce canal théorique peut également modéliser un canal sélectif en fréquence (et éventuellement en temps) pour lequel on a procédé à une modulation/démodulation OFDM. Ce modèle est décrit par l'équation :

$$r(t) = h(t; t_d) * s(t) + n(t) \quad (\text{Eq.1.7})$$



**Fig.1.3** : Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien

### 1.3.3 Modèle de canal à trajets multiples

Nous considérons que le canal subit des évanouissements lents, c'est-à-dire que la durée d'un symbole est très inférieure au temps de cohérence du canal, et que le signal reçu ne varie donc pas ou très peu sur la durée d'un symbole. En tenant compte du bruit blanc additif gaussien, le signal équivalent en bande de base reçu à la sortie de ce canal à évanouissements lents comportant  $N_P$  trajets multiples s'exprime alors :

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N_P-1} a_n s(t - \tau_n) + b(t) \quad (\text{Eq.1.8})$$

Où le bruit BBAG complexe est représenté par  $b(t)$ , et  $a_n$  et  $\tau_n$  caractérisent respectivement l'atténuation complexe et le retard affectant chaque trajet

Dans le cas où le nombre  $N_P$  de trajets est important, ces trajets peuvent être regroupés en  $L_P$  paquets d'indice  $l$ , la valeur moyenne des  $N_l$  retards est notée  $\tau_l$ . Dans l'hypothèse où

les trajets secondaires sont caractérisés par des atténuations indépendantes et identiquement distribuées  $a_l$  si  $N_l$  est suffisamment élevé, en vertu du théorème de la limite centrale, le groupe des  $N_l$  trajets secondaires est équivalent à un seul trajet principal. Ce trajet est caractérisé par l'atténuation complexe  $a_l$  et le retard  $\tau_l$ . Le module de  $a_l$  est une variable aléatoire de Rayleigh figure(1.4) et sa phase suit une loi uniforme sur  $[0, 2\pi]$ . Pour rappel, la fonction densité de probabilité d'une variable de Rayleigh est donnée par :

$$P_r(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right\}. \quad x \geq 0 \quad (\text{Eq.1.9})$$

Où  $\sigma$  est le paramètre de Rayleigh (la valeur la plus probable). La moyenne et la variance de la variable sont respectivement données par :

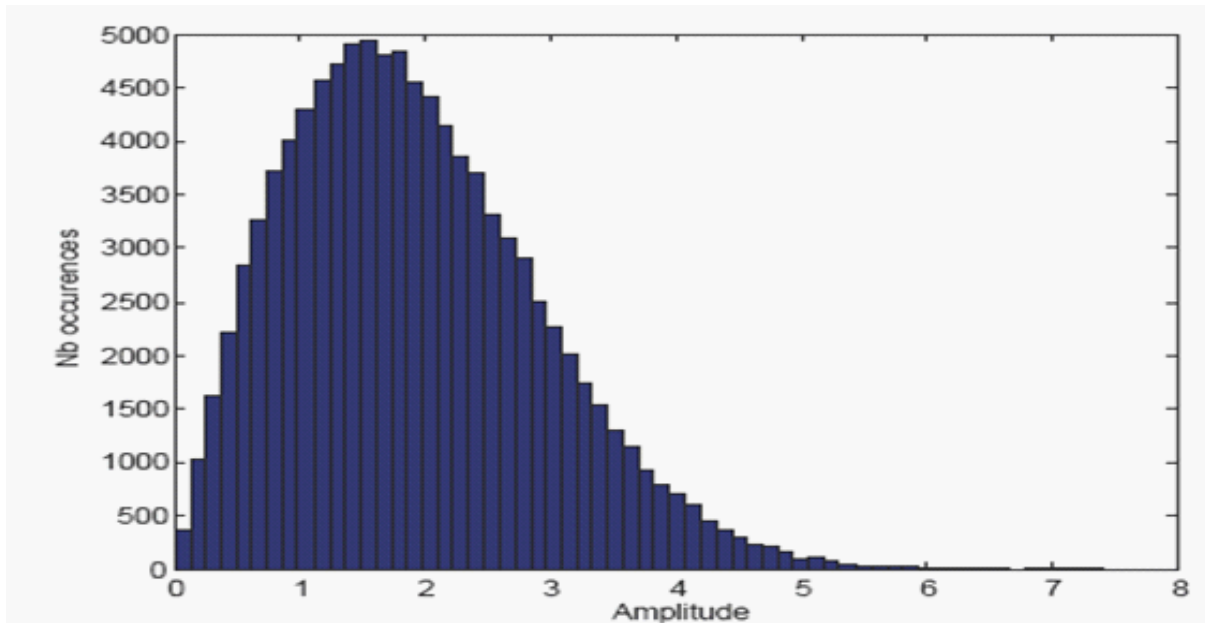
$$\sqrt{\pi/2}\sigma \text{ et } (2 - \frac{\pi}{2})\sigma^2 \quad (\text{Eq.1.10})$$

En pratique, cette hypothèse est généralement vérifiée et le signal reçu s'écrit alors sous la forme suivante :

$$y(t) = \sum_{l=0}^{l_P-1} a_l s(t - \tau_l) + b(t) \quad (\text{Eq.1.11})$$

A la sortie de l'échantillonneur, l'observation donne [6] :

$$y_K = \sum_{l=0}^{L_P-1} a_l s_{K-\tau_l} + b_K \quad (\text{Eq.1.12})$$



**Fig.1.4 :** Distribution du module d'une variable gaussienne complexe (Rayleigh) de variance unitaire

## 1.4 Introduction aux systèmes MIMO

L'augmentation de la taille de modulation où de la bande de fréquence utilisée est la seule solution pour augmenter le débit de données dans un système mono antenne. Dans les systèmes multi antennes, la capacité augmente linéairement avec le nombre d'antenne émettrice, dépassant la limite théorique de Shannon. Ces systèmes possèdent un avantage en plus car ils résistent aux évanouissements et aux interférences. Les systèmes MIMO sont considérés comme une technologie capable de résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande.

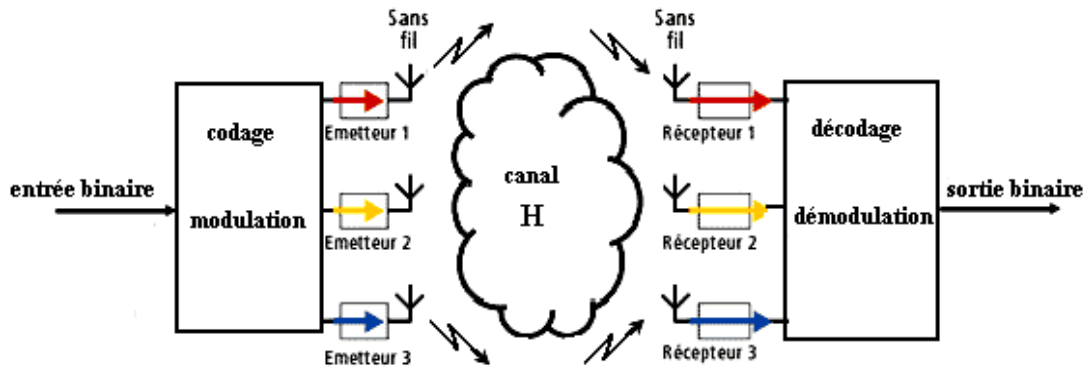


Fig.1.5 : Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO

Nous distinguons principalement deux types d'architectures de systèmes multi antennes développées pour atteindre l'objectif de l'augmentation de l'efficacité spectrale de la transmission.

- \* L'architecture originale, connue sous le nom de BLAST visait à augmenter principalement la capacité des systèmes et a naturellement pris le nom de système spatio-temporel par couches, puisque la chaîne de symboles est directement démultiplexée sur les antennes émettrices.

- \* Afin d'améliorer la qualité de la transmission, TAROKH puis ALAMOUTI [6] ont conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité, proposant un codage et un étiquetage conjoints. La redondance ainsi introduite permet alors de réduire considérablement le Taux Erreur Bit, sacrifiant une partie du gain en débit dû à la multiplicité d'antennes.

- \* **Limite de SHANNON**

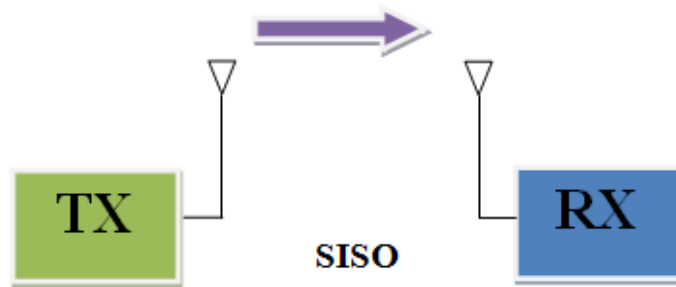
Lors de transmission, la quantité d'information transmise est limitée par la capacité du canal, ainsi cette limite est indépendante de l'utilisateur, et par conséquent, impose une limite aux transmissions, cette limite est appelée « capacité de Shannon » [6].

La limite physique imposée par le canal à la quantité d'information envoyer nous pousse à trouver une solution pour améliorer le débit, tout en gardant une complexité du matériel raisonnable. Certaines techniques ont été utilisées pour améliorer qualitativement ou quantitativement l'information transmise, comme la technique de diversité spatiale en émission (MISO) ou la technique de diversité spatiale en réception (SIMO).

## 1.5 Architecture et caractérisation

De part le nombre d'antennes existant dans les différents dispositifs d'antennes, nous pouvons distinguer plusieurs configurations (systèmes). Cependant, ces architectures et particulièrement l'architecture MIMO, utilisent différentes fonctions de traitement du signal telles que la technique de combinaison, le codage spatio-temporel, le multiplexage spatial etc. Ceci afin de permettre une meilleure performance du dispositif antenne.

### 1.5.1 Système SISO



**Fig.1.6** : Dispositif SISO

C'est l'architecture la plus simple qui utilise une seule antenne en émission et une autre en réception. La capacité du canal SISO est :

$$C = \log_2\left(1 + \frac{P}{N_0 W}\right) \text{ bps} \quad (\text{Eq.1.13})$$

Où :

$P$  : la puissance du signal utile en Watt,

$N_0$  : la densité spectrale de puissance du bruit calculé en W/Hz,

$W$  : la bande passante donnée en Hz.

En normalisant la capacité par la bande utile  $W$ , on obtient :

$$C = \log_2(1 + \rho) \text{ bps} \quad (\text{Eq.1.14})$$

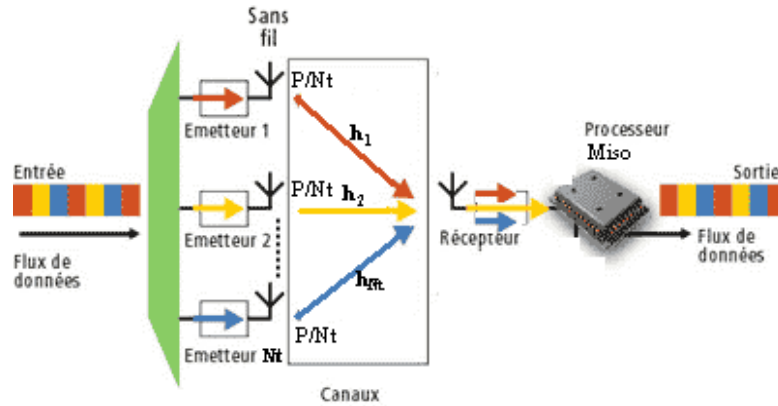
Avec  $\rho$  est le rapport signal sur bruit ( $P/N$ ).

### 1.5.2 Système MISO

C'est une technique de diversité spatiale en émission. C'est-à-dire Plusieurs antennes émettent des signaux qui sont interceptés par une seule antenne en réception [7,8]. Dans ce mode de transmission, une superposition du signal transmis simultanément par les  $N_t$  antennes émettrices est reçue. Chaque antenne émet le même symbole d'énergie  $E_s/N_t$  C'est-à-dire que la puissance émise est divisée sur le nombre d'antenne telle que :

$$P = \sum_{i=1}^{N_t} P_i \quad (\text{Eq.1.15})$$

Avec  $P_i$  est la puissance émise sur chaque antenne. Si cette puissance est égale sur toutes les antennes, alors on dira que  $P = N_t \cdot P_i$ .



**Fig.1.7 :** Dispositif MISO

La capacité du canal MISO :

$$C = \log_2\left(1 + N_t \frac{P_i}{N_0 W}\right) \text{ bps} \quad (\text{Eq.1.16})$$

En normalisant la capacité par la bande utile  $W$ , nous obtenons :

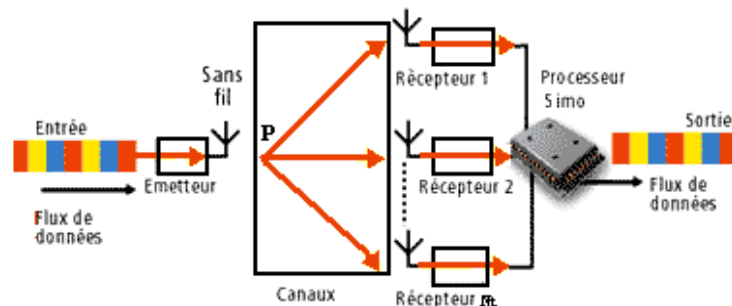
$$C = \log_2(1 + \rho) \text{ bps} \quad (\text{Eq.1.17})$$

L'équation (1.14) et (1.17) sont identiques, mais l'avantage de la technique MISO par rapport à la technique SISO est dans le fait que dans les multi trajets; la probabilité d'évanouissement dans  $N_t$  antennes est inférieure à la probabilité d'évanouissement sur une seule antenne.

### 1.5.3 Système SIMO

C'est une technique qui utilise plusieurs antennes en réception pour lutter contre l'évanouissement dû au canal [7,8].

Le signal reçu est additionné et le rapport signal sur bruit total est la somme des rapports signaux sur bruits de chacun des antennes de la réception.



**Fig.1.8 :** Dispositif SIMO



La capacité du canal SIMO :

$$C = \log_2(1 + \rho \sum_{i=1}^N |h_i|^2) \text{ bit/s/Hz} \quad (\text{Eq.1.18})$$

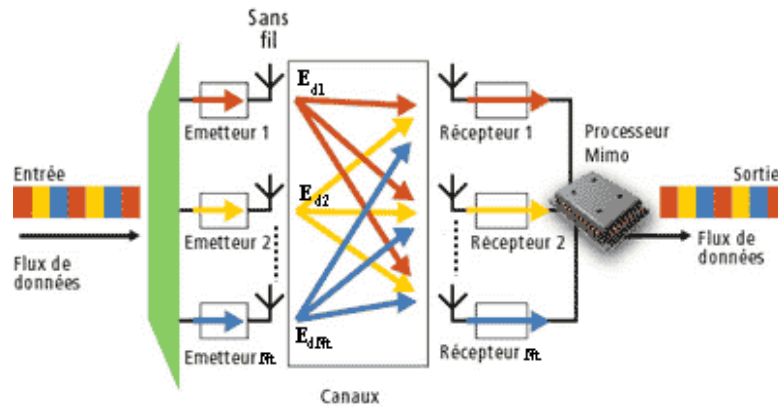
$N$  : le nombre d'antenne réceptrice.

$h_i$  : atténuation du canal à l'antenne réceptrice  $i$

$\rho$  est le rapport signal sur bruit supposé le même pour chaque antenne réceptrice.

### 1.5.4 Système MIMO

La technologie MIMO repose sur  $N_t$  antennes de transmission et  $N_r$  antennes de réception. Cette technique permet de contrer les effets du canal tout en améliorant la qualité des signaux en réception.



**Fig.1.9** : Dispositif MIMO

Dans le cas de la figure(1.9) où nous avons un système MIMO à  $M$  émetteurs et  $N$  récepteurs, le canal MIMO est traduit par une matrice  $\mathbf{H}$  de taille  $(N \times M)$  dite matrice de canal.

$$\begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ h_{N1} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.1.19})$$

Où  $h_{ij}$  est le gain complexe du canal entre la  $j$ -ème antenne émettrice et la  $i$ -ème antenne.

Notons que dans ce travail nous nous limitons à un canal non dispersif en temps et pseudo stationnaire : chaque canal  $h_{ij}$  est caractérisé par un coefficient complexe uniquement, stationnaire pendant la durée d'émission d'une trame. Le canal apparaît alors plat en fréquence et statique en temps, ne restant plus que la dimension spatiale à exploiter. L'émetteur transmet l'information par paquets pendant  $K$  périodes de temps successives. A chaque instant  $k$  le signal reçu dépend du signal transmis, par l'équation :

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{H}x(k) + n(k) \quad k = 0 \dots k - 1 \quad (\text{Eq.1.20})$$

Si on regroupe les signaux pendant  $K$  périodes de temps sous forme de vecteurs, mathématiquement, l'information transmise par un système MIMO pendant  $K$  périodes de temps est modélisée par l'équation suivante :

$$y(k) = H\mathbf{x}(k) + \mathbf{n}(k), k = 0, \dots, k-1 \quad (\text{Eq.1.21})$$

$H \in \mathbb{C}$ ,  $NR * NT$ , où  $NR$  et  $NT$  représentent le nombre d'antennes en réception, respectivement en émission, et  $\mathbf{n}(k)$  le vecteur de bruit.

Pour récupérer le signal transmis on suppose que le bruit ( $\mathbf{n}(k)$ ) est nul et alors on peut en déduire :

$$\hat{\mathbf{x}}(k) = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{y}(k) \quad (\text{Eq.1.22})$$

mais cette façon de récupérer le signal est sensible à l'invisibilité de la matrice  $H$  réceptrice. En considérant l'émission d'une séquence

$$\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_M]^T \quad (\text{Eq.1.23})$$

avec réception de :

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_N]^T \quad (\text{Eq.1.24})$$

Nous pouvons écrire la relation suivante :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \eta \quad (\text{Eq.1.25})$$

Où  $\eta$  représente le bruit qui corrompt le signal lors de la traversée du canal.

La matrice  $H$  peut être décomposée suivant une décomposition singulière en trois matrices :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^* \quad (\text{Eq.1.26})$$

$\mathbf{U}$  et  $\mathbf{V}$  sont des matrices unitaires  $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{I}$ ;  $\mathbf{V}^H$  et  $\mathbf{U}^H$  étant les matrices Conjugées transposées des matrices  $\mathbf{V}$  et  $\mathbf{U}$  respectivement.

$\mathbf{D}$  est une matrice diagonale dont les éléments non nuls sont les valeurs propres de :

$$\mathbf{H}(\mathbf{D} = \text{diag}(\lambda_i)) \quad (\text{Eq.1.27})$$

Les matrices  $\mathbf{U}$ ,  $\mathbf{D}$  et  $\mathbf{V}$  sont de tailles respectives  $N \times m, m \times m, m \times M$ ; avec  $m = \min(N, M)$ .

De même la capacité d'un canal MIMO peut être donnée par :

— La capacité d'un sous-canal (puissance émise  $P_T/N$ ).

$$C_i = \log_2\left(1 + \frac{\rho}{N} |\lambda_i|^2\right) \quad (\text{Eq.1.28})$$

— La capacité d'un système MIMO tel que li précédent :

$$C = \sum_{i=1}^m C_i \quad (\text{Eq.1.29})$$

Si  $m$  canaux indépendants

$$C = \sum_{i=1}^m \log_2\left(1 + \frac{\rho}{N} |\lambda_i|^2\right) \quad (\text{Eq.1.30})$$

## 1.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une chaîne de communication numérique complète allant de la source jusqu' au destinataire en passant par le canal de propagation. Ainsi les différents canaux qui existe sont rappelés, à savoir le canal BBAG, le canal multi-trajet ou de Rayleigh et le canal MIMO à trajets multiple. Le canal MIMO multi-trajet est à la base des systèmes de téléphonie mobiles actuels tels que la 3 G et la 4G. Pourquoi multi-trajet car le récepteur est fréquemment en non visibilité directe de l'émetteur et c'est la réalité dans la plus part des cas. Les multi-trajets sont parfois considérés comme un inconvénient est parfois un avantage dans le premier cas donc il faut trouver une ou des solutions pour combattre les effets des multi-trajets. Une des solutions est l'utilisation de la modulation multiporteuses OFDM et c'est le but du chapitre suivant.

# Chapitre 2

## Les modulations multi-porteuses. L'OFDM

### 2.1 Introduction

Les systèmes à antennes multiples jouent un rôle important dans le développement des systèmes de communication futurs à large bande. Grâce aux trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur, les effets d'atténuation du canal sont réduits d'une façon significative, de plus l'efficacité spectrale se trouve remarquablement augmentée. L'utilisation de la modulation OFDM dans les systèmes MIMO s'avère être une technique bien adéquate, de plus en plus utilisée.

Nous allons donner un bref aperçu sur la modulation OFDM en premier point. Ensuite nous décrivons le schéma d'émission /réception du MIMO-OFDM en exposant la technique de décodage VBLAST.

En fin nous étudions la capacité du MIMO-OFDM pour voir l'intérêt de la transmission sur plusieurs sous porteuses.

### 2.2 La technique OFDM

#### 2.2.1 Historique de l'OFDM

L'OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) est un procédé de codage de signaux numériques par répartition en fréquences orthogonales sous forme de multiplessous-porteuses. Cette technique permet de lutter contre les canaux sélectifs en fréquence en permettant une égalisation de faible complexité. Ces canaux se manifestent notamment en présence de trajets multiples et sont d'autant plus pénalisants que le débit de transmission est élevé. C'est la raison pour laquelle on trouve cette technique largement adoptée dans la plupart des applications à très haut débit [9].

Plusieurs variantes de l'OFDM existent. Le DMT (Discrete Multi Tone) fait référence à un système de transmission OFDM en bande de base. Le COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) introduit un code correcteur d'erreurs<sup>1</sup>. Le WCP-OFDM (Weighted Cyclic Prefix Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) prévoit l'ajout d'un préfixe cyclique et la pondération du signal en sortie de l'émetteur afin de s'adapter aux canaux mobiles à trajets multiples<sup>2</sup>.

En présence d'un canal multitrajet, la réception de plusieurs échos en opposition de phase peut donner lieu à des évanouissements (atténuation sévères sur une partie de la bande de fréquence). Dans le cadre d'un système OFDM, il est généralement impossible de reconstruire les symboles transportés par les sous-porteuses affectées par ces phénomènes d'évanouissements. Cela s'explique par le fait que l'OFDM non-précodé n'introduit pas de redondance (ou diversité fréquentielle). Cet inconvénient peut être pallié en utilisant le COFDM au prix d'une diminution de l'efficacité spectrale[10].

L'OFDM étant un système de transmission par blocs, on introduit généralement un intervalle de garde entre ces derniers. Cela permet d'éliminer l'interférence entre blocs successifs en présence de canaux à plusieurs trajets et de faciliter d'autant plus l'égalisation, à condition que l'intervalle de garde soit de durée supérieure au temps d'arrivée du dernier trajet. Deux types d'intervalles de garde sont couramment utilisés : le préfixe cyclique qui consiste à recopier les derniers échantillons du bloc au début de celui-ci et le bourrage de zéros qui consiste à insérer des zéros au début du bloc. Ces deux techniques conduisent naturellement à une diminution de l'efficacité spectrale [11].

## 2.2.2 Problématique

Un signal radiofréquences est émis sur un canal, qui constitue son support physique. Ainsi toute transmission numérique est limitée par les contraintes physiques de son support. Un canal est dit sélectif en fréquence lorsqu'il ne se comporte pas identiquement suivant la fréquence du signal. Certaines fréquences seront transmises plus rapidement que d'autres, ou encore seront atténuées plus que d'autres. Le signal sera alors déformé lors de la transmission : les données seront dispersées dans le temps, pouvant mener à des interférences entre symboles. Ce phénomène de sélectivité en fréquence est aggravé par la présence de trajets multiples pour un même signal transmis. Du fait des nombreuses réflexions que le signal peut subir en environnement urbain, le récepteur recevra une série d'échos d'amplitudes et de retards variables. Cette problématique du canal à trajets multiples est critique dans le cas d'un canal radio mobile, c'est-à-dire lorsque le récepteur et l'émetteur ne sont pas fixes relativement. Les différents échos et amplitudes variant dans l'espace, ils varieront dans le temps dans le cas d'un récepteur mobile.

Le canal de transmission à trajets multiples est caractérisé par [12] :

$T_m$  : Son retard maximum (ou étalement des retards). Si la durée d'un symbole est grande devant  $T_m$ , le canal est non sélectif en fréquence (ou dit plat dans le domaine fréquentiel) mais il peut être atténué ou amplifié.

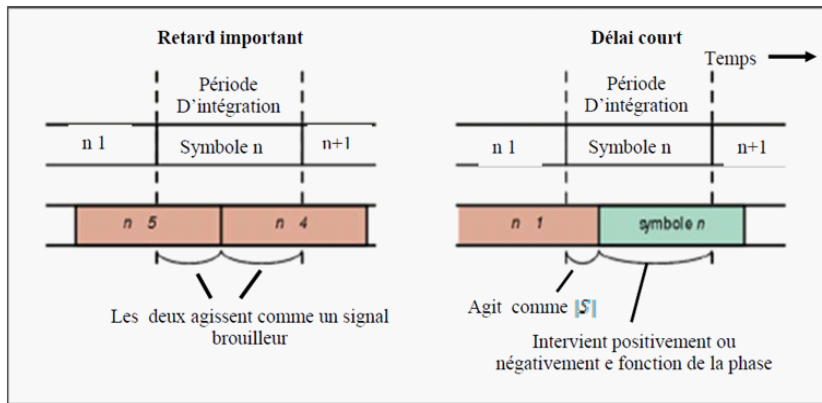
$T_c$  : Le temps de cohérence ou  $B_d$  : spectre Doppler.

Si  $B \ll B_d$  le signal ne subit pas de distorsion dans le temps.

Sa fonction de transfert  $h(t, \tau)$ ,  $\alpha_n(t)$  et  $\tau_n(t)$  représentent l'atténuation et le retard en fonction du temps du n-ième écho, et  $f_c$  la fréquence porteuse :

$$h(t, \tau) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-2j\pi f_c \tau_n \delta(\tau - \tau_n(t))} \quad (\text{Eq.2.1})$$

Ces différents trajets pourront alors générer des interférences constructrices ou destructrices, suivant la localisation du récepteur relativement à l'émetteur et suivant les caractéristiques des obstacles rencontrés. Des interférences destructrices peuvent mener à la perte totale du signal.

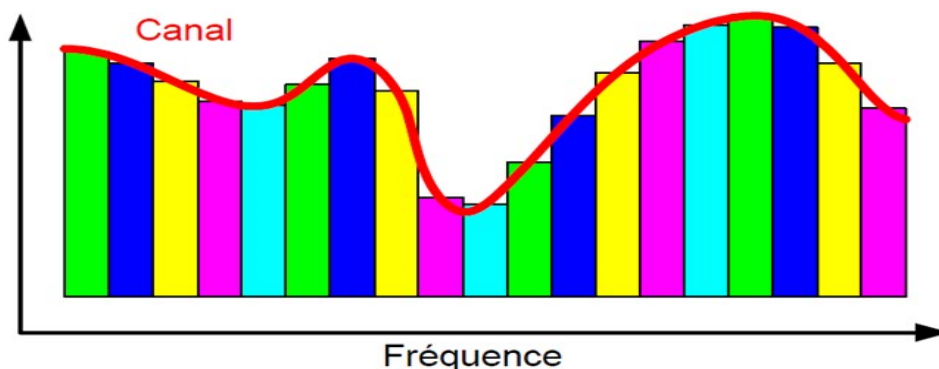


**Fig.2.1** : Influence du multi trajet sur le brouillage inter symboles

Ces problématiques sont d'autant plus d'actualité que les débits transmis augmentent exponentiellement, et donc la bande de fréquence nécessaire pour transporter ces informations à haut débit[13]. Or l'effet de la sélectivité en fréquence des canaux sur la dégradation des performances augmente avec la largeur de bande de fréquence du signal transmis. Les processus d'égalisation sensés compenser les effets des multi trajets et de la sélectivité en fréquence des canaux sont cependant d'une grande complexité lorsque le canal varie beaucoup dans le temps ou suivant la fréquence du signal. Ils nécessitent de plus la connaissance à tout instant de la fonction de transfert du canal de transmission. La famille des modulations multi porteuses dont fait partie l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) permet de répondre à cet enjeu en utilisant des sous porteuses peu sensibles aux multi trajets et à la sélectivité en fréquence, faciles à égaliser.

### 2.2.3 Principe et fonctionnement de l'OFDM

La modulation OFDM (multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence) est une technique qui divise la bande de fréquence en  $N$  sous-canaux (ou sous-porteuses) orthogonaux et uniformes [14] c'est-à-dire elle répartie les symboles sur un grand nombre de porteuses à bas débit, à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible.



**Fig.2.2** : principe de L'OFDM

## Principe de la modulation

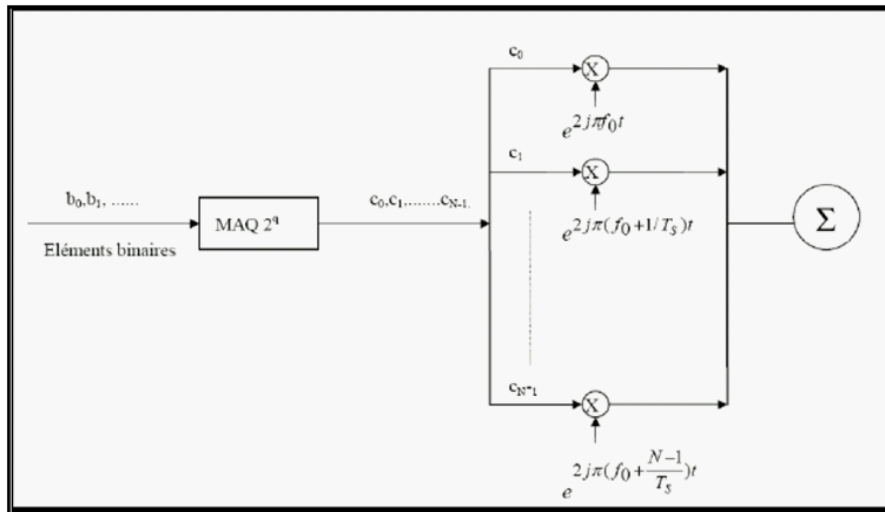
Pour répartir les données à transmettre sur les  $N$  porteuses, on groupe les symboles  $C_K$  par paquets de  $N$  [15]. Les  $C_K$  sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation souvent de modulation MAQ et PSK.

La séquence de  $N$  symboles  $C_0, \dots, C_{N-1}$  constitue un symbole OFDM. Le  $k$ -ième train de symboles parmi les  $N$  trains module un signal de fréquence  $f_K$ . Le signal modulé du train  $k$  s'écrit sous forme complexe :

$$C_k e^{j2\pi f_K t} \quad (\text{Eq.2.2})$$

Le signal total  $s(t)$  correspond à l'ensemble des  $N$  symboles ré assemblés en un symbole OFDM [16] :

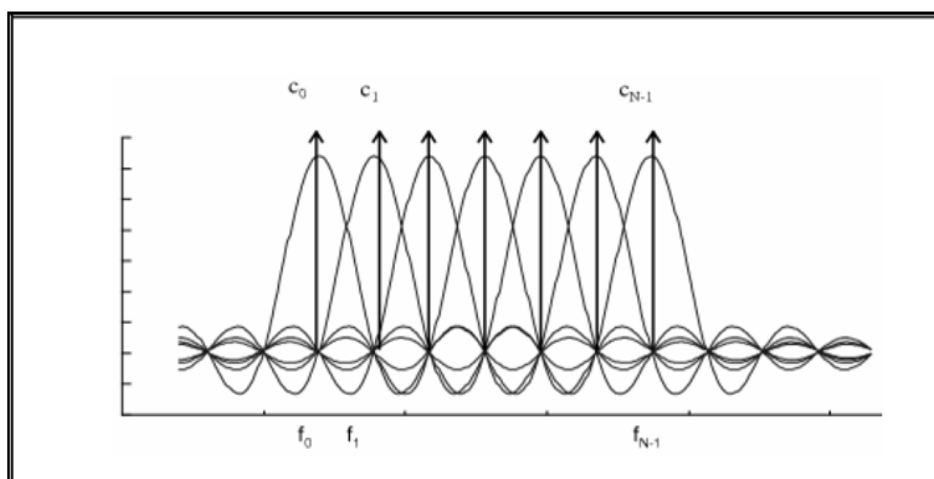
$$S(t) = \sum_{K=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi f_K t} \quad (\text{Eq.2.3})$$



**Fig.2.3** : Schéma de modulation

Les fréquences sont orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes  $f_k$  et  $f_{k+1}$  est  $1/T_S$ . En effet chaque porteuse modulant un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée  $T_S$ , son spectre en fréquence est un sinus cardinal, fonction qui s'annule tous les multiples  $1/T_S$ .

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_S} \quad (\text{Eq.2.4})$$



**Fig.2.4** : Spectre en sortie du modulateur OFDM

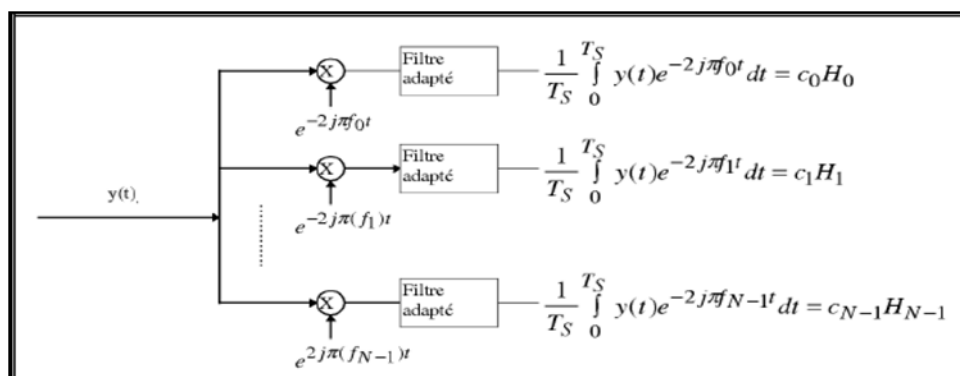
Ainsi, lorsque l'échantillonnage est effectué précisément à la fréquence  $f_k$  d'une sous porteuse, il n'y a aucune interférence avec les autres sous porteuses. C'est ce qui permet de recouvrir les spectres des différentes porteuses et d'obtenir ainsi une occupation optimale du spectre. Le nombre de sous porteuses  $N$  est choisi de manière à remplir les deux conditions primordiales  $T_s \gg T_m$  afin de pouvoir considérer le canal plat, et  $T_s \ll 1/B_d$  [17].

### Principe de la démodulation

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

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{2i\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (\text{Eq.2.5})$$

$H_k(t)$  Est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence  $f_k$  et à l'instant  $t$ . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période  $T_S$  ( $T_S \ll 1/B_d$ ). La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les  $N$  sous porteuses suivant le schéma classique [18].

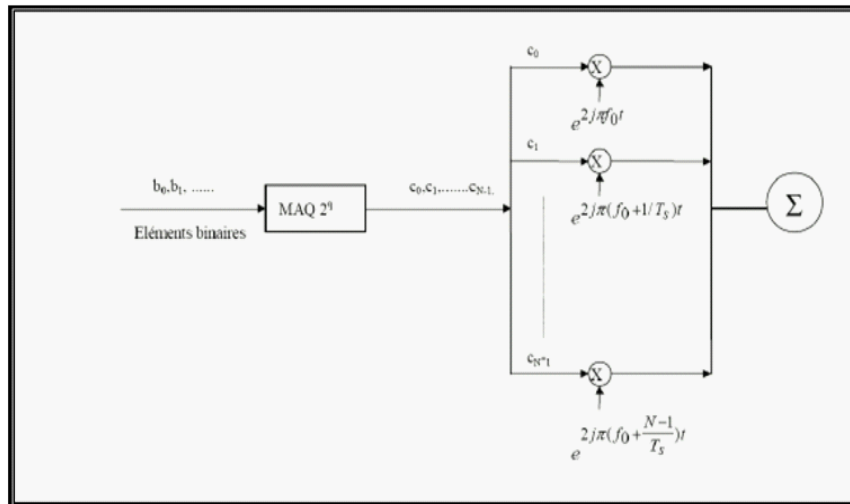


**Fig.2.5** : Schéma du principe du démodulateur OFDM



## 2.2.4 Implantation numérique

Dans les communications à haut débit, les débits sont limités par des contraintes physiques : le bruit dû aux imperfections des systèmes et la nature physique des composants affectent la transmission du signal émis [19]. Nous réduisons dans ce cas les erreurs de transmission en numérisant les informations. De plus l'implantation numérique offre aussi l'opportunité d'ajouter des codes correcteurs d'erreurs afin de protéger notre signal des perturbations engendrées par le canal de transmission. D'après l'étude théorique précédente, le schéma de principe du modulateur est le suivant :



**Fig.2.6** : Schéma du principe du modulateur

Une simple traduction numérique de ce schéma consiste à implémenter N modulateurs en parallèle, centrés sur les fréquences de chaque porteuse. Cette structure n'est bien sûr pas optimale du point de vue de sa complexité. Voyons maintenant à partir de l'étude théorique de l'OFDM effectuée précédemment comment générer une architecture numérique équivalente simple à mettre en œuvre.

### Implantation numérique du modulateur

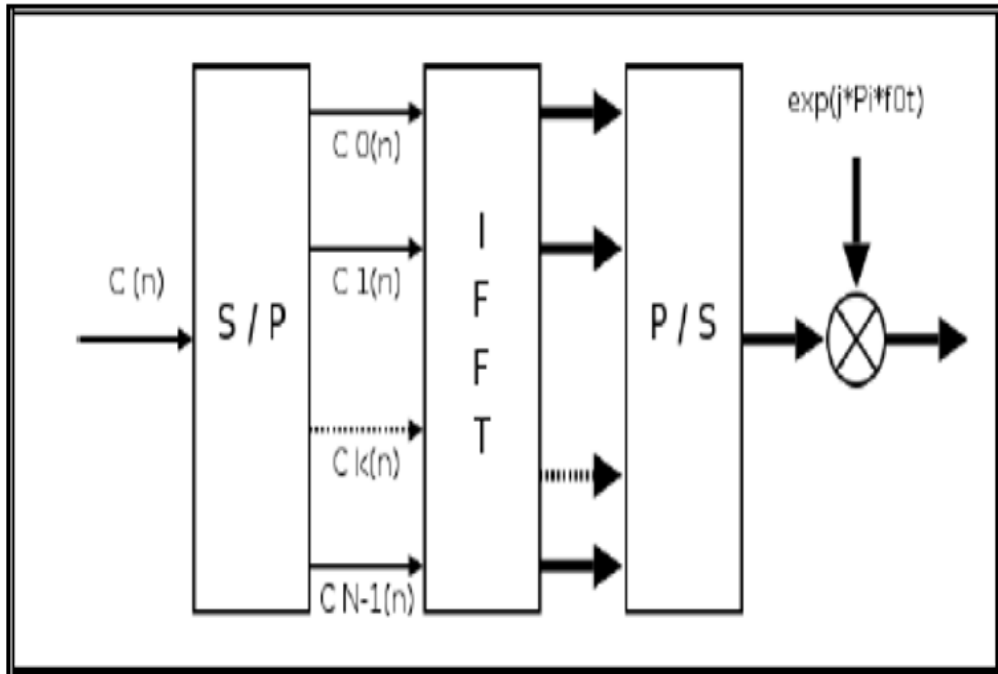
L'analyse algébrique indique que le signal de sortie  $s(t)$  est sous la forme [20] :

$$S(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{K=0}^{N-1} C_k e^{2i\pi \frac{K}{T_s} t} \quad (\text{Eq.2.6})$$

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

$$S_n = \sum_{K=0}^{N-1} C_k e^{2i\pi \frac{Kn}{N}} \quad (\text{Eq.2.7})$$

Les  $s(n)$  sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des  $c(k)$ . En choisissant le nombre de porteuses  $N$  tel que  $N = 2^n$ , le calcul de la transformée de Fourier inverse se simplifie et peut se calculer par une simple IFFT nous conduisant ainsi au schéma numérique suivant :



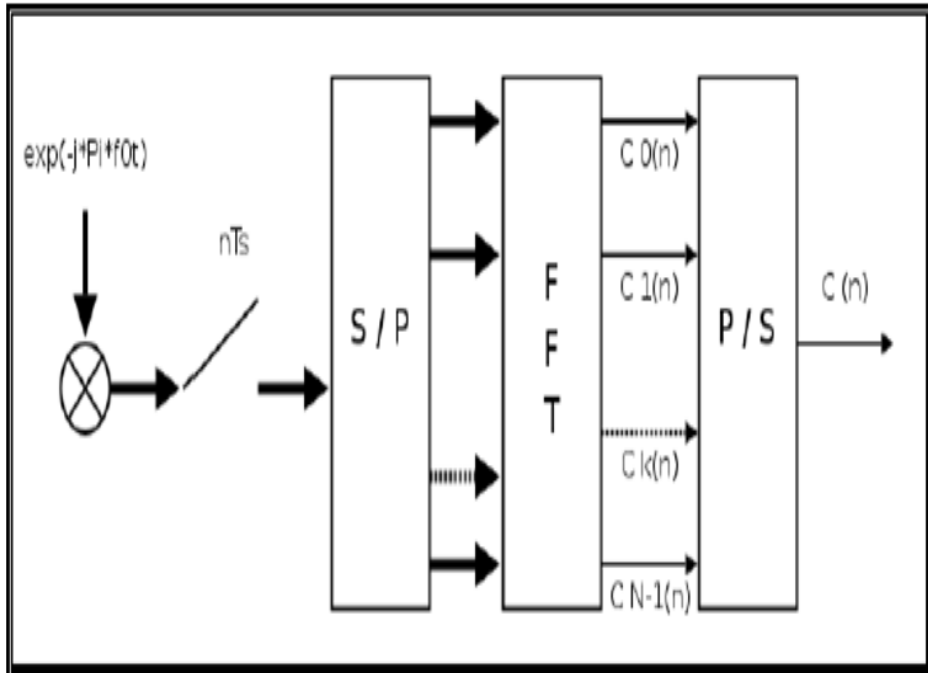
**Fig.2.7 :** Modulateurs OFDM numérique

### Implantation numérique du démodulateur

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme [21] :

$$Z_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k e^{2i\pi \frac{k_n}{N}} \quad (\text{Eq.2.8})$$

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



**Fig.2.8** : Démodulateurs OFDM numérique

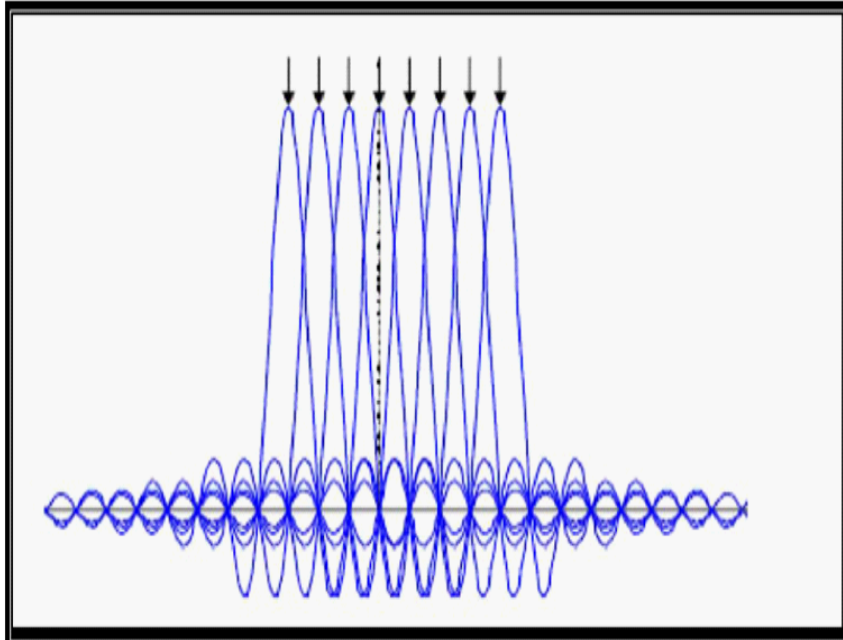
### 2.2.5 Notion d'orthogonalité

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et de les détecter sans interférences. Mathématiquement, l'orthogonalité de deux fonctions  $f$  et  $g$  peut être définis dans un intervalle  $[a, b]$  par la relation [22] :

$$\int_a^b f(t).g(t).dt = 0 \quad (\text{Eq.2.9})$$

Cette relation s'explique par le fait que ces deux fonctions sont disjointes sur le segment  $[a, b]$ . Pour réaliser donc une base orthogonale à  $P$  dimensions, il suffit de trouver  $P$  fonctions orthogonales deux à deux. La modulation OFDM peut être vue comme une combinaison à coefficients complexes de signaux orthogonaux représentant les translatés temps fréquence d'une onde rectangulaire. La transformée de Fourier d'un signal rectangulaire étant un sinus cardinal, on note, comme le montre la figure (2.9), que les sous porteuses se recouvrent spectralement tout en restant orthogonales entre elles. En autorisant un fort recouvrement spectral entre les porteuses, l'OFDM permet d'augmenter sensiblement le nombre des porteuses ou d'amoinrir l'encombrement spectral. Pour garantir une utilisation efficace de la largeur de bande disponible, c'est-à-dire une excellente efficacité spectrale, il est nécessaire de faire chevaucher mutuellement les sinus cardinaux dans le domaine fréquentiel des différentes sous porteuses, de telle sorte que la condition d'orthogonalité soit conservée. 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. Lors d'une transmission

OFDM, les spectres des sous porteuses ne sont pas séparés mais sont bien superposés comme le montre la figure (2.9) :



**Fig.2.9** : Représentation dans le domaine fréquentiel

Pour récupérer l'information utile transportée par l'ensemble des sous-porteuses, nous exploitons la relation d'orthogonalité, à savoir qu'au maximum d'une porteuse donnée les autres porteuses sont nulles. Nous évitons ainsi les pertes d'efficacité spectrale.

### 2.2.6 Intervalle de garde

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"  $\Delta$  qui a pour but d'éliminer l'IES qui subsiste malgré l'orthogonalité des porteuses [23]. 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).

$$T_S = T_u + \Delta \quad (\text{Eq.2.10})$$

### 2.2.7 Description vectorielle de l'OFDM

Afin de pouvoir utiliser efficacement l'OFDM avec les systèmes MIMO que nous avons introduits dans le chapitre précédent, nous allons adopter une représentation vectorielle puis matricielle de l'OFDM.

## Principe de l'émetteur

La figure (2.10) montre le principe de l'émetteur. Avant d'effectuer la TFR inverse nous insérons des zéros au milieu du paquet [24], ce qui permet d'assurer l'allocation de la puissance aux basses fréquences et de considérer les symboles comme la transformée de Fourier du signal en bande de base. Pour éviter les interférences entre symboles (IES), nous insérons alors au début du paquet un intervalle de garde contenant  $P_g$  échantillons, correspondant généralement à une copie des  $P_g$  derniers échantillons du paquet, et dont la durée doit être au moins égale au retard de l'écho le plus long. Le signal numérique en bande de base est alors converti en analogique, passé dans un filtre passe-bas, et est utilisé pour moduler une porteuse. L'effet du canal multi-trajets est modélisé par une convolution linéaire avec un filtre, dont la longueur maximale correspond à  $P_g$ . Nous appelons "paquet de données" les  $2P$  points obtenus après la TFR inverse. Grâce au fait que l'intervalle de garde est une copie de la fin du paquet de données, la convolution linéaire peut être remplacée par une convolution circulaire entre le filtre et le paquet de données. Cette propriété est très intéressante parce que les paquets sont indépendants. L'effet des échos sur un paquet donné ne dépend pas du contenu du paquet précédent.

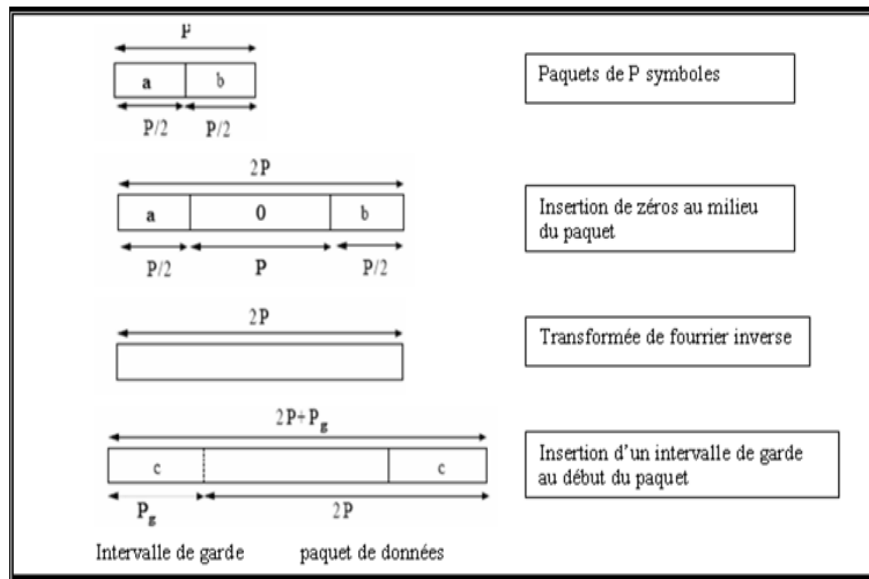


Fig.2.10 : Principe de l'émetteur OFDM

## Description du récepteur

La figure (2.11) montre le principe du récepteur après la conversion en bande de base et la conversion analogique numérique [25]. Nous supposons que le signal est synchronisé, ce qui implique que le début de chaque paquet et la fréquence d'échantillonnage sont corrects. Nous enlevons d'abord l'intervalle de garde. Nous effectuons ensuite une TFR, et nous supprimons le milieu du paquet (ce qui correspond à la suppression des hautes fréquences).

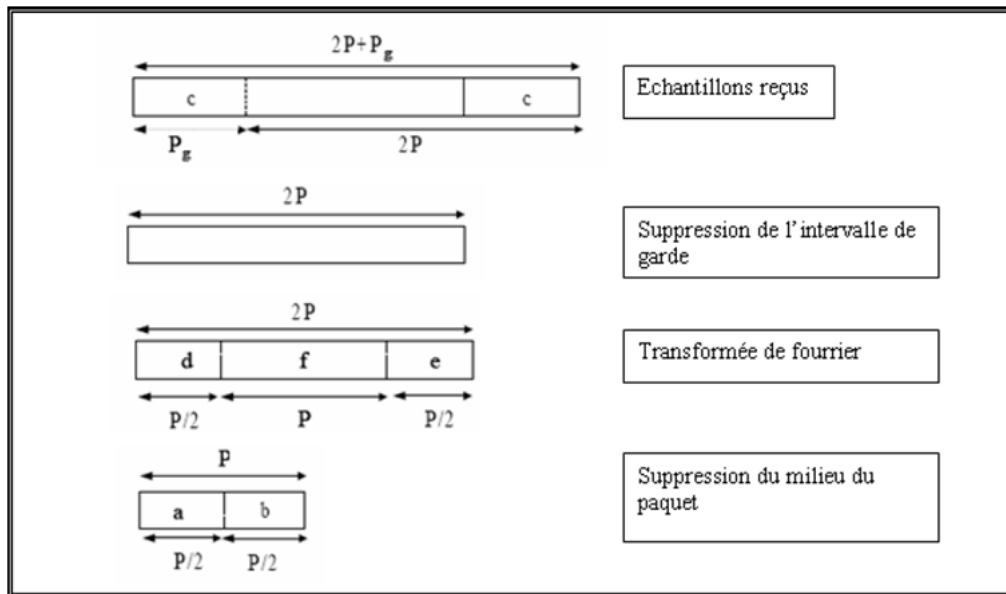


Fig.2.11 : Principe du récepteur OFDM

## 2.2.8 Association du canal MIMO OFDM Multi-trajets

Nous avons vu dans le premier chapitre une chaîne de communication complète à une seule antenne d'émission et une seule antenne de réception. La figure suivante montre un schéma complet d'une chaîne de communication numérique complète MIMO OFDM.

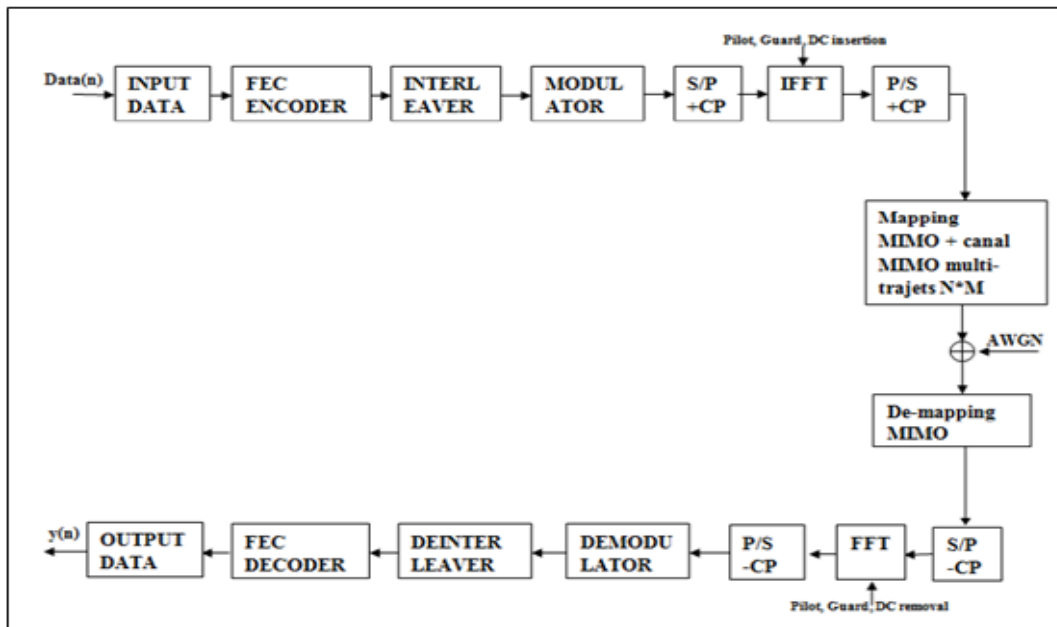


Fig.2.12 : Schéma simplifié d'une chaîne de communication MIMO-OFDM à une seule opération d'IFFT-FFT

Nous constatons que pratiquement c'est la même figure que celle du premier chapitre à part nous avons ajouté deux blocs qui sont :

- \* Les Blocs IFFT et FFT
- \* Le bloc Mapping MIMO + le canal MIMO multi-trajet,
- \* Le bloc Demapping MIMO

Le bloc mapping MIMO sert pour transformer le train de symbole qui sort en série du bloc "Cyclic Prefix Add" en M sous flux, chaque flux sera émis par son antenne émettrice correspondante  $i=1 \dots M$ . Cette transformation de flux de 1 vers M est réalisée suivant un codage particulier, soit suivant un démultiplexage spatial soit suivant une diversité spatiale.

Pour ne pas s'attarder sur le principe de ces deux techniques le lecteur pourra consulter la documentation sur le principe.

Au récepteur nous aurons le "Demapping MIMO" qui a pour rôle d'effectuer les Operations inverse du "Mapping MIMO" de l'émetteur.

Dans notre étude nous avons utilisé le démultiplexage spatiale à l'émetteur et le multiplexage spatial au récepteur.

### 2.2.9 Avantages de l'OFDM

\* La diminution des taux de transmission et l'ajout de préfixes cycliques permettent d'éliminer ou de limiter l'interférence inter symboles et de simplifier l'égalisation au récepteur.

\* Les effets des parcours multiples dû aux évanouissements sélectifs en fréquence sont réduits en divisant le spectre en N sous porteuses ayant des évanouissements plats.

\* Le chevauchement en fréquence des sous porteuses permet de conserver une grande efficacité spectrale.

## 2.3 Conclusion

Nous avons décrits dans ce chapitre la modulation OFDM, cette dernière est à la base des systèmes de téléphonies mobiles de 4 ième génération et les suivantes (5G). L'avantage apporté par l'OFDM est de combattre les effets des multi-trajets vu dans le premier chapitre et donc rend un canal sélectif en fréquence en plusieurs sous canaux non sélectifs en fréquence et par l'ajout de l'intervalle de garde on aura la suppression des interférences entre symboles OFDM. Nous avons introduit aussi le canal MIMO multi-trajet dans la chaine de communication numérique précédente à base de démultiplexage spatiale à l'émetteur.

Dans le chapitre suivant nous allons introduire un algorithme adaptatif à gradient stochastique le LMS qui est très utilisé dans les systèmes de communication pour sa facilité de mise en œuvre et sa rapidité de convergence. Cet algorithme, nous allons le voir, va améliorer encore les performances de la modulation OFDM dans un canal MIMO à trajet multiple.

# Chapitre 3

## L'algorithme LMS

### 3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons détailler les techniques d'annulations d'interférences adaptatives. Le LMS et le RLS sont des exemples de techniques qui sont adaptatives. Les techniques adaptatives sont caractérisées par l'absence d'estimateur de canal dans le récepteur.

Effectivement, avec ces techniques, nous n'avons pas besoin d'approximer la matrice du canal pour faire l'égalisation, contrairement aux techniques non adaptatives. Toutefois, une série de données connue à la fois du transmetteur et du récepteur doit être envoyée à intervalle de temps régulier pour compenser l'effet de canal. Plutôt que de chercher à connaître le canal lui-même, ce sont les effets qu'il a sur le signal qui sont analysés et compensés. Ces techniques ont deux principaux désavantages. Dès que nous nous écartons des techniques de base (LMS, RLS), elles ont tendance à requérir d'importantes ressources de calcul, et leur complexité croît rapidement. Aussi, le fait de devoir envoyer une séquence de calibration à intervalles réguliers plutôt que l'information que nous voulons transmettre ralentit un peu le transfert.

### 3.2 Techniques d'égalisation

L'égalisation est une technique utilisée a base de filtres à coefficients adaptatifs, ils peuvent être des filtres a réponse impulsionnelle finie FIR, ou a réponse impulsionnelle infinie IIR, la structure de ces filtres peut être linéaire, non linéaire, ou en treillis dépendant de la technique utilisée, ainsi que différents algorithmes d'adaptation.

L'adaptation des coefficients des filtres se fait par un algorithme qui ajuste ses coefficients de manière a ce que la réponse impulsionnelle soit l'inverse du canal.

La figure suivante montre une description générale des différentes techniques d'égalisation, ainsi que quelques algorithmes d'adaptation [26].



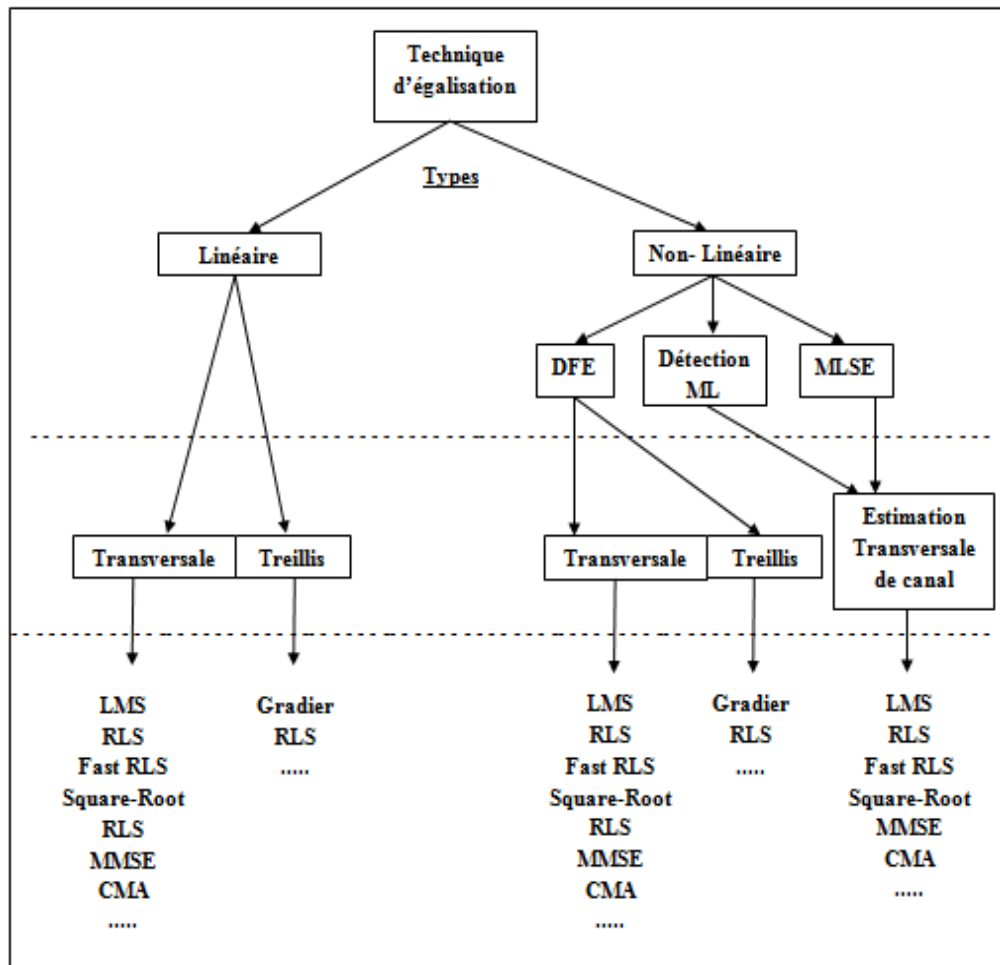


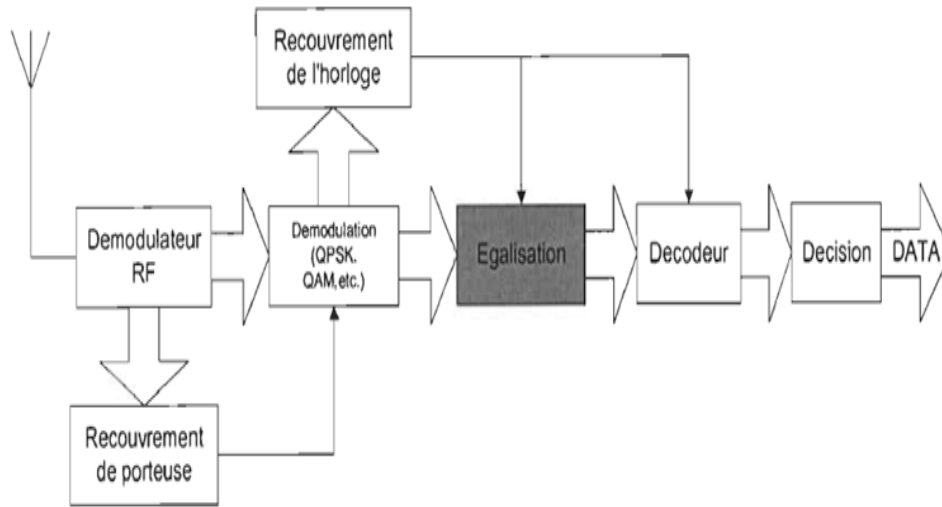
Fig.3.1 : Description générale des différences techniques d'égalisation

### 3.3 Principe de l'égalisation

Le premier rôle de l'égaliseur dans les systèmes de communication est d'annuler l'effet du canal sur le signal porteur d'information. Plusieurs méthodes peuvent être employées selon le type de canal que nous avons. Le schéma de la figure 3.2 illustre bien la position de l'égaliseur dans un système de réception en communication numérique sans fil.

En pratique, on retrouve principalement 2 types de récepteurs. Le premier type est appelé récepteur optimal. Ce genre de récepteur est caractérisé par un égaliseur dont les paramètres de correction sont fixes dans le temps. C'est-à-dire que nous connaissons a priori les caractéristiques (réponse impulsionnelle ou réponse fréquentielle) du canal utilisé.

Avec ces paramètres, la conception de l'égaliseur revient à créer l'inverse du canal de transmission[27].



**Fig.3.2** : Récepteur en communications numériques sans fil

## 3.4 Algorithmes d'adaptation

En général, les algorithmes d'adaptation utilisent l'erreur pour minimiser une certaine fonction cout, et générer a chaque fois de façon itérative de nouveaux coefficients. Ce processus est répété rapidement en maintenant la convergence de l'égaliseur jusqu'à ce que l'erreur devienne la plus petite possible et ce par différentes techniques d'optimisation.

Dans la littérature, beaucoup de techniques sont décrites , dans ce mémoire nous allons utiliser l' algorithme LMS .

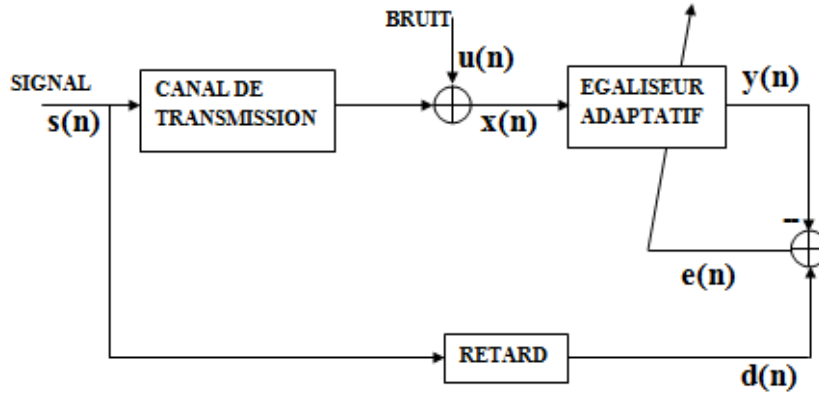
### 3.4.1 L'algorithme LMS

L'algorithme LMS est un important membre de la famille des algorithmes à gradient stochastique. Le terme algorithme à gradient stochastique est prévu pour distinguer l'algorithme LMS par la méthode de la descente rapide (steepestdescent), qui emploie un gradient déterministe dans le calcul récursif de Wiener pour les entrées stochastiques. Un avantage significatif de l'algorithme LMS est sa simplicité. D' ailleurs, il n'exige pas de mesure de corrélation ni de matrice inversée.

L'algorithme LMS est un algorithme linéaire de filtrage adaptatif qui se compose généralement de deux processus de base :

1. Un procédé de filtrage, qui implique :
  - (a) un calcul de rendement linéaire en réponse à un signal d'entrée
  - (b) la production d'une erreur d' estimation comparant ce rendement à une réponse désirée.
2. Un processus adaptatif qui comporte l'ajustement automatique des paramètres du filtre selon l'erreur d'évaluation.

La combinaison de ces deux processus fonctionnant ensemble constitue une boucle de contre-réaction montrée ci-dessous [28] :



**Fig .3.3 :** Diagramme block filtrage adaptatif LMS

Calcul de sortie de filtre :

$$y(n) = h^H(n)x(n) \quad (\text{Eq.3.1})$$

Calcul du signal d'erreur :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (\text{Eq.3.2})$$

Mise a jour de filtre :

$$h(n + 1) = h(n) + \mu x(n)e^*(n) \quad (\text{Eq.3.3})$$

$h(n)$  : est un vecteur colonne contenant les poids à l'itération  $n$ .

$e$  : est l'erreur calculée entre les données estimées et celles désirées,  $\mu$  est le pas d'adaptation, que nous devons ajuster pour un bon fonctionnement (généralement une faible valeur positive près de zéro) qui démarre avec une initialisation quelconque  $h(0)$ . Les équations ayant été énoncées, nous pouvons expliquer quelques notions importantes relatives au fonctionnement du LMS.

Tout d'abord, l'adaptation elle-même, soit la mise à jour des poids en (Eq.3.3), ne se fait que lors de l'envoi de données d'adaptation. Celles-ci sont connues à la fois du transmetteur et du récepteur, et ont une forme identique à ce à quoi pourrait ressembler une série de données normale. Elles consistent généralement en une série d'apparence aléatoire, de façon à couvrir un maximum de possibilités de données de transmission. Plus les données d'adaptation ne ressemblent à de « vraies » données, meilleure sera l'adaptation. Une fois l'adaptation faite, et ce, jusqu'à la prochaine série d'adaptation, seule (Eq.3.1) est utilisée pour estimer les données, avec les poids préalablement calculés. Aussi, nous devons observer

que même si le canal n'intervient pas directement dans les équations, il est évidemment compensé. De la même façon, le bruit est aussi exclu des équations tout en étant compensé lors de l'égalisation, contrairement au ZF. Comme nous l'avons mentionné précédemment, l'un des intérêts d'utiliser une technique adaptative est qu'elle ne nécessite pas d'estimateur le canal. En fait, la technique ne fera jamais la distinction entre les interférences dues au canal par rapport à celles du bruit. Mais quelles que soient leurs sources, tant qu'elles restent à peu près semblables à ce qu'elles étaient au moment de l'adaptation, les interférences sont prises en compte et leur effet est limité par le LMS. Ce comportement est caractéristique des techniques adaptatives. Toutefois, le LMS a le défaut de prendre un certain temps à trouver les poids à utiliser. Cela force donc à utiliser une série d'adaptation plus longue au prix d'un peu de vitesse de transfert des données d'information. Un peu comme le ZF était la technique non adaptative d'égalisation la plus simple, le LMS est la plus simple des techniques adaptatives. Il est donc prévisible que sa simplicité limite ses performances générales. De plus, le pas d'adaptation joue un rôle important dans l'estimation. Un pas mal ajusté retardera la convergence des poids, et peut même l'empêcher complètement.

### 3.4.2 Algorithme du gradient stochastique par bloc (BLMS)

Le filtrage numérique par bloc a été étudié en détail par Burrus, Mitra, et al.[Burrus1971, Gnanasekaran1977, Ferrara 1980, Clark1981]. Au lieu de procéder à l'adaptation des coefficients à chaque nouvel échantillon, ce qui revient à adapter le filtre 16000 fois par seconde pour une fréquence d'échantillonnage  $f_e = 16$  kHz, l'algorithme BLMS (Bloc Least Mean Squares) consiste à adapter les coefficients du filtre seulement tous les  $N$  échantillons.

Ceci implique une réduction du temps d'exécution lorsqu'on cherche à implanter cet algorithme de filtrage dans un processeur temps réel. Comme nous avons vu précédemment, le filtrage adaptatif est un filtre numérique de réponse impulsionnelle finie (RIF) qui permet d'estimer le signal d'entrée  $\{x\}$  au moyen de ses coefficients  $\hat{w}_k$  pour obtenir un écho estimé  $\hat{y}_k$  suivant la relation :

$$\hat{y}_k = \sum_{n=0}^{L-1} \hat{w}_k(n) X_{k-n} \quad (\text{Eq.3.4})$$

Où  $L$  désigne l'ordre du filtre RIF.

La mise à jour des coefficients du filtre adaptatif est réalisée selon l'équation :

$$w_{k+1} = \hat{w}_k + \mu X_k \quad (\text{Eq.3.5})$$

$\mu$  désigne le pas d'adaptation qui contrôle la convergence du filtre adaptatif,  $\hat{\mathbf{w}}_k$  et  $\mathbf{x}_k$  vecteurs représentant respectivement le filtre d'adaptation et le signal d'entrée.

$$\hat{\mathbf{w}}_k = ([\hat{w}_k(0), \hat{w}_k(1), \dots, \hat{w}_k(L-1)])^T \quad (\text{Eq.3.6})$$

$$\mathbf{x}_k = ([\mathbf{x}_k, \mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{x}_{k-L+1}])^T \quad (\text{Eq.3.7})$$

L'erreur  $e_k$  appelée aussi écho résiduel  $e_k$  à l'instant  $k$  est donnée par la différence entre l'entrée désirée,  $d_k$  Et l'écho estimé  $\hat{y}_k$  :

$$e_k = d_k - \hat{y}_k \quad (\text{Eq.3.8})$$

$$e_k = d_k - \sum_{N=0}^{L-1} \hat{w}_k(n) X_{k-1} \quad (\text{Eq.3.9})$$

Où  $k$  est l'indice d'échantillons.

Dans cette partie, nous allons décrire la procédure de traitement du filtrage adaptatif par bloc.

La formulation Mathématique de cette procédure est obtenue sous forme vectorielle en traitant les  $N$  échantillons de l'intervalle  $[k_N ; k_N + N - 1]$  à chaque itération  $k$  désignant l'indice du bloc ( $k \in N$ ).

Soit  $\hat{w}_k$  le filtre adaptatif de longueur  $L$  conçu pour estimer le chemin de retour et mis à jour à chaque itération  $k$ .

Nous considérons les vecteurs de données  $\tilde{\mathbf{d}}_k, \tilde{\mathbf{y}}_k, \tilde{\mathbf{E}}_k$  de longueur  $N$  tels que :

$$\tilde{\mathbf{d}}_k = ([\tilde{\mathbf{d}}_{kN}, \tilde{\mathbf{d}}_{kN+1}, \dots, \tilde{\mathbf{d}}_{kN+N-1}])^T \quad (\text{Eq.3.10})$$

$$\tilde{\mathbf{y}}_k = ([\tilde{\mathbf{y}}_{kN}, \tilde{\mathbf{y}}_{kN+1}, \dots, \tilde{\mathbf{y}}_{kN+N-1}])^T \quad (\text{Eq.3.11})$$

$$\tilde{\mathbf{E}}_k = \tilde{\mathbf{d}}_k - \tilde{\mathbf{y}}_k = ([\mathbf{e}_{kN}, \mathbf{e}_{kN+1}, \dots, \mathbf{e}_{kN+N-1}])^T \quad (\text{Eq.3.12})$$

La sortie du filtre adapté par un algorithme traité par bloc est donné par :

$$\tilde{\mathbf{Y}}_k = \begin{bmatrix} X_{kN} & \dots & X_{kN-L+1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ X_{kN+N-1} & \dots & X_{kN+N-L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{w}_k(0) \\ \hat{w}_k(1) \\ \hat{w}_k(L-1) \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\mathbf{Y}}_k = \beta_k + \hat{w}_k \quad (\text{Eq.3.13})$$

Où  $\beta_k$  est une matrice de Toeplitz de taille  $(L \times N)$ .

Le calcul de l'écho estimé,  $\tilde{\mathbf{Y}}_k$  a été obtenu par convolution discrète selon le produit matriciel donné par l'équation (3.13). cet écho estimé va nous permettre de définir la structure de bloc de l'algorithme LMS (BLMS).[...]

On trouve aussi dans la littérature un autre algorithme semblable au LMS qui est le RLS. Le RLS est un algorithme linéaire adaptatif largement utilisé. D'une complexité plus grande, celui-ci offre en contre partie une convergence beaucoup plus rapide.

## 3.5 conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé les techniques d'égalisation qui ont pour but d'optimiser la réception des signaux envoyés et par conséquence amélioré la qualité de réception de tout système. Après nous avons présentés quelques algorithmes adaptatifs et non adaptatifs qui permettent de séparer les signaux et de trouver l'information initiale. Une présentation particulière est faite sur l'algorithme LMS qui a une très vaste utilisation dans de nombreux systèmes de communication numérique et surtout dans la téléphonie mobile en particulier. Le chapitre suivant fera l'association de cet algorithme LMS avec un système de communication à base de la modulation OFDM dans un canal SISO et par suite dans un canal MIMO à trajet multiple.

# Chapitre 4

## Simulation et performances du système LMS MIMO OFDM multi-trajets

### 4.1 Introduction

Les performances d'un système de transmission sont principalement évaluées par son aptitude à résister aux perturbations. Dans ce chapitre, on se propose d'étudier les performances de différentes configurations, à savoir SISO-OFDM, LMS-SISO-OFDM ; MIMO-OFDM et LMS-MIMO-OFDM en matières de taux d'erreur sbinaire ous différentes conditions, en supposant que le canal est parfaitement connu par le récepteur en utilisant l'environnement de programmation Matlab.

### 4.2 Les paramètres du système SISO-OFDM utilisés dans la simulation sont

Paramètres	Spécification
Nombre de bits	1000
Taille de la FFT	128
Constellation	BPSK
Canal	Rayleigh, AWGN ( SISO, MIMO)

Table.4.1 : Paramètres de simulation

## 4.3 Association de l'algorithme LMS à la modulation OFDM avec canal SISO multitrajets

### 4.3.1 Schéma de principe

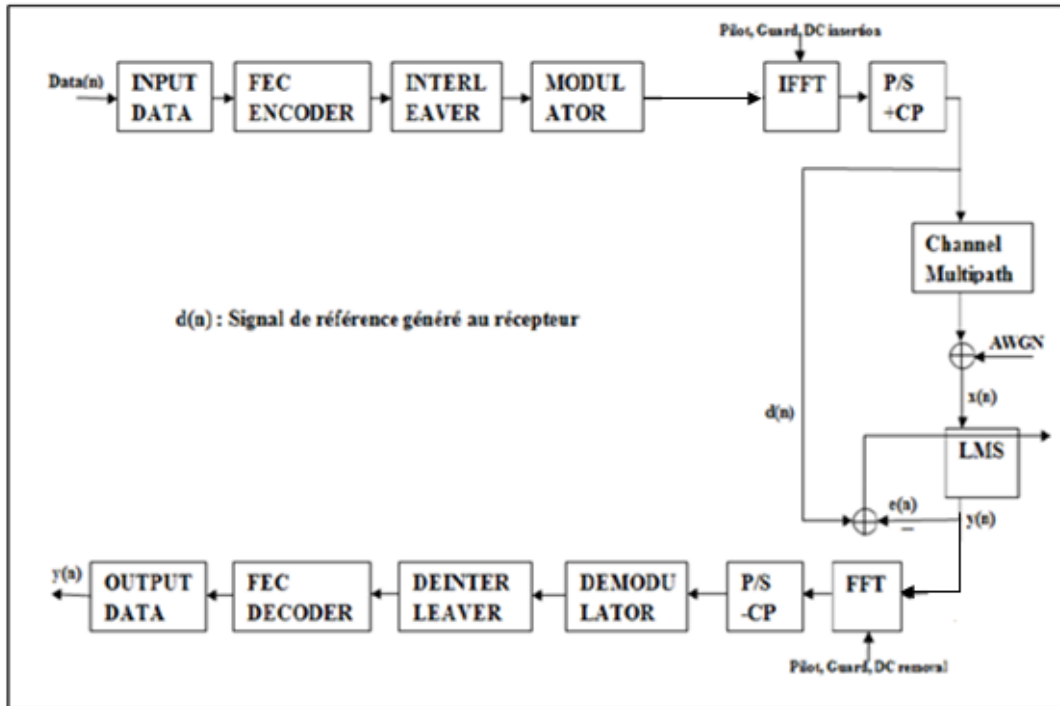
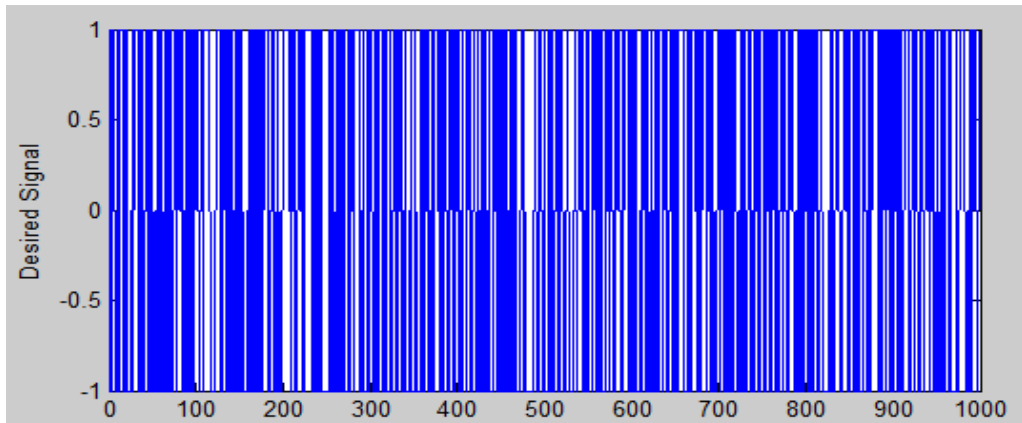


Fig.4.1 : Système SISO-OFDM à canal multi-trajets associé à l'algorithme adaptatif LMS

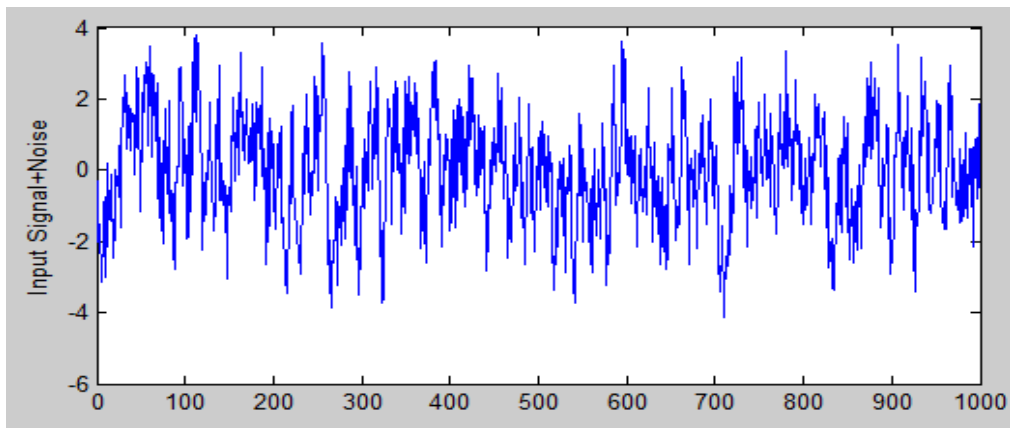
### 4.3.2 Résultats de simulation

Dans le premier temps nous allons commencer notre simulation par le cas d'un canal SISO-BPSK en utilisant l'algorithme LMS, en générant un signal train symboles modulé en BPSK comme la montre la figure suivante (fig. 4.2) dans un canal multi-trajet SISO. Après nous allons appliquer un bruit AWGN à ce signal et on aura le signal montré dans la (fig. 4.3) :



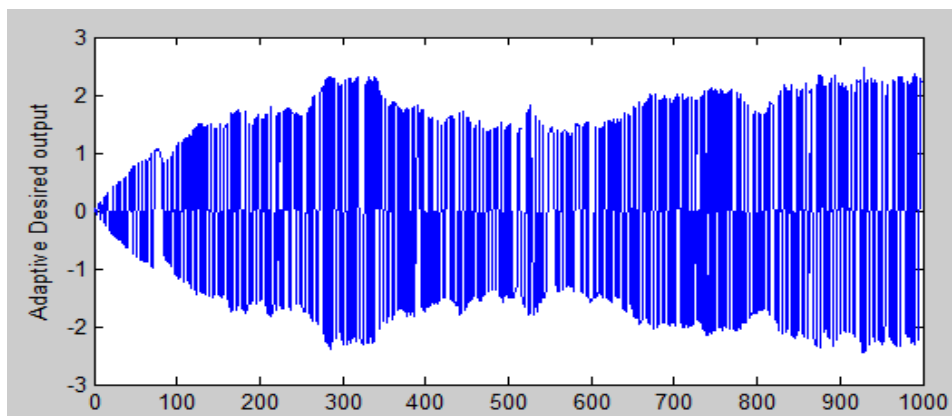


**Fig.4.2** : Signal train symbole



**Fig.4.3** : Signal train symbole + bruit

En appliquant le filtre adaptatif LMS pour 1000 itération. Comme le filtre adaptatif converge, le bruit filtré doit être complètement soustrait du «signal + bruit» on aura le signal illustré dans (fig4.4). Aussi l'erreur, «e», est illustrée à la figure (4.5).



**Fig.4.4** : signal reçu

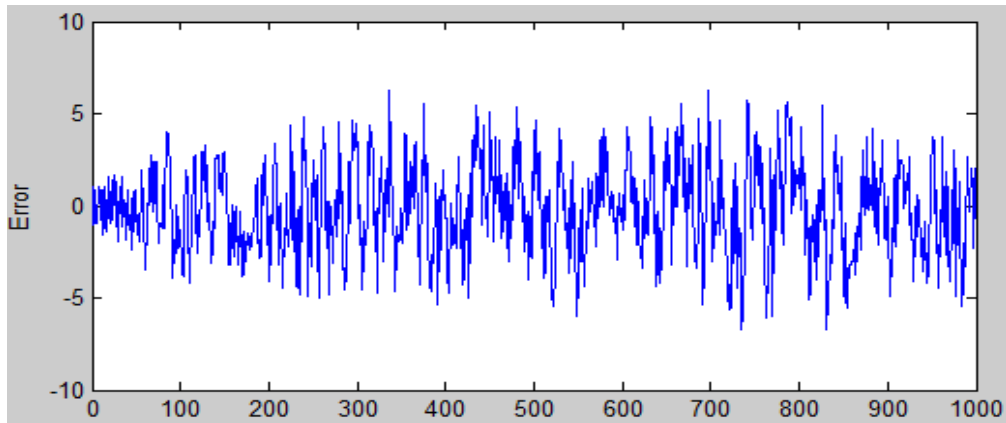


Fig.4.5 : l'erreur

La figure 4.6 illustre la variation de l'erreur quadratique moyenne en fonction de temps.

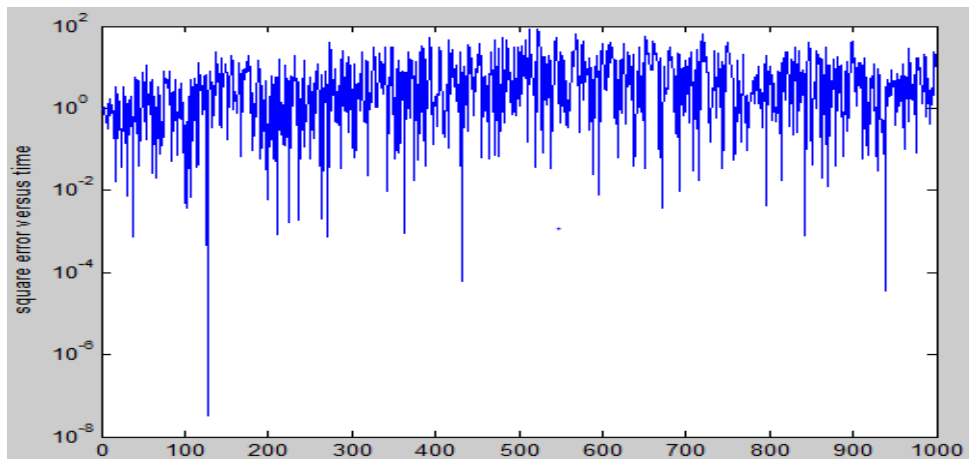


Fig.4.6 : l'erreur quadratique moyenne

#### 4.4 Association de l'algorithme LMS à la modulation OFDM avec canal MIMO multitrajets

Dans le 2eme temps nous allons commencer notre simulation par le cas d'un canal MIMO-BPSK en utilisant l'algorithme LMS.

#### 4.4.1 Schéma de principe

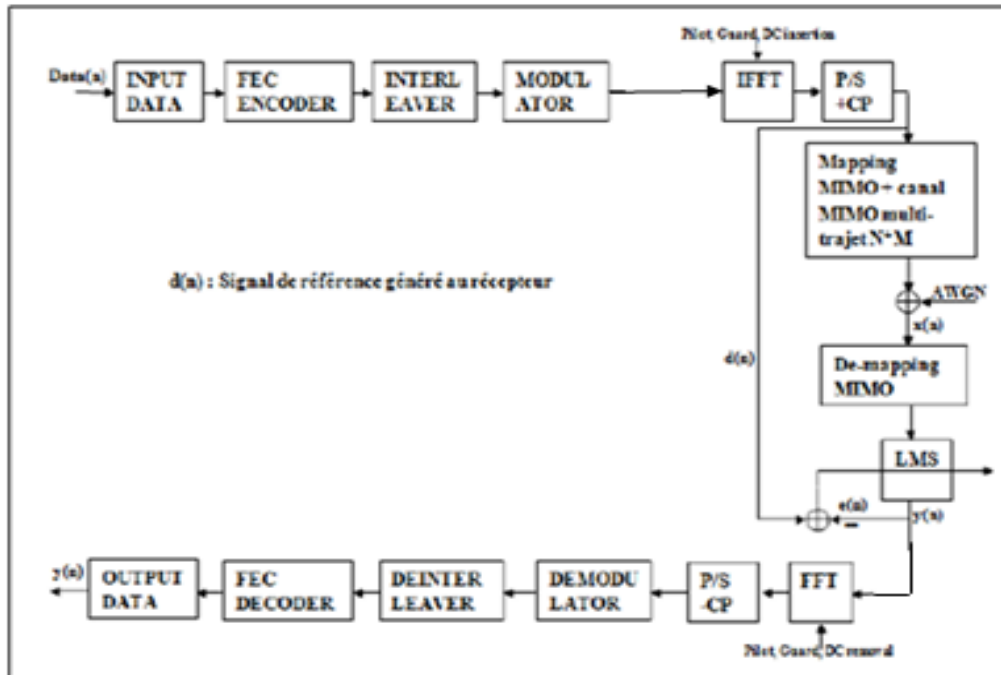


Fig.4.7 : système MIMO-OFDM système à canal multi-trajets associé à l'algorithme adaptatif LMS

#### 4.4.2 Résultats de simulation

Dans ce cas nous allons considérer un canal multiantennaires multi-trajets MIMO-OFDM, nous avons régénéré le même signal d'entrée (fig.4.9), que nous avons utilisés dans le cas SISO avec les mêmes paramètres.

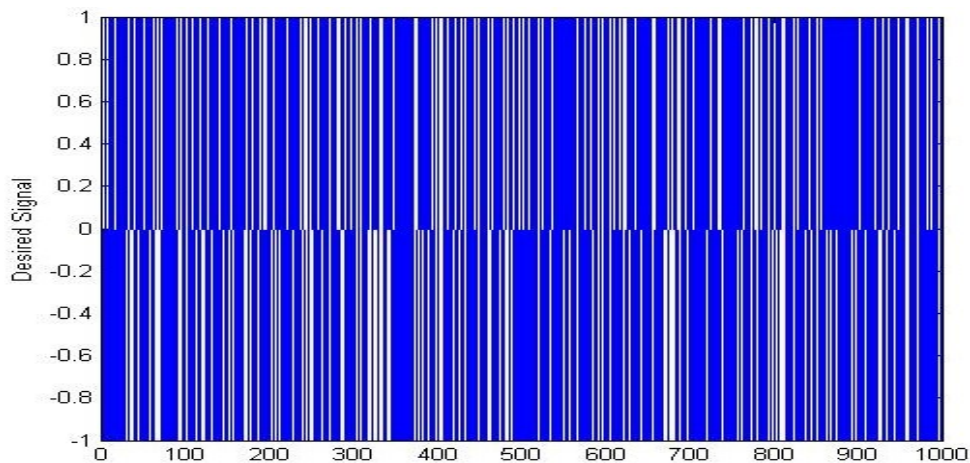
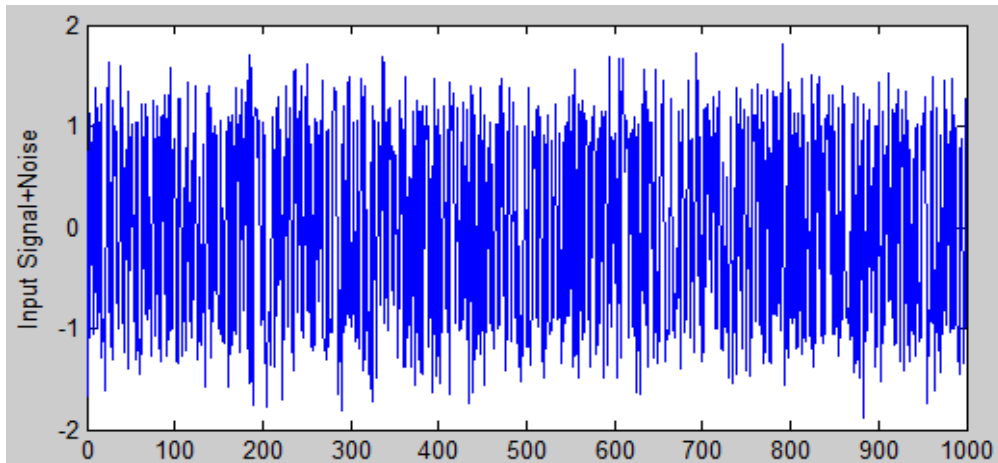


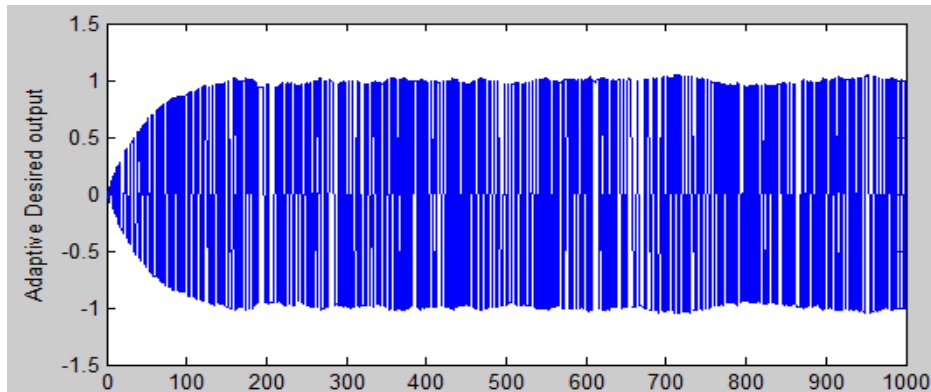
Fig.4.8 : signal train de symbole

Le signal associé avec le bruit AWGN est montré dans la figure suivante :

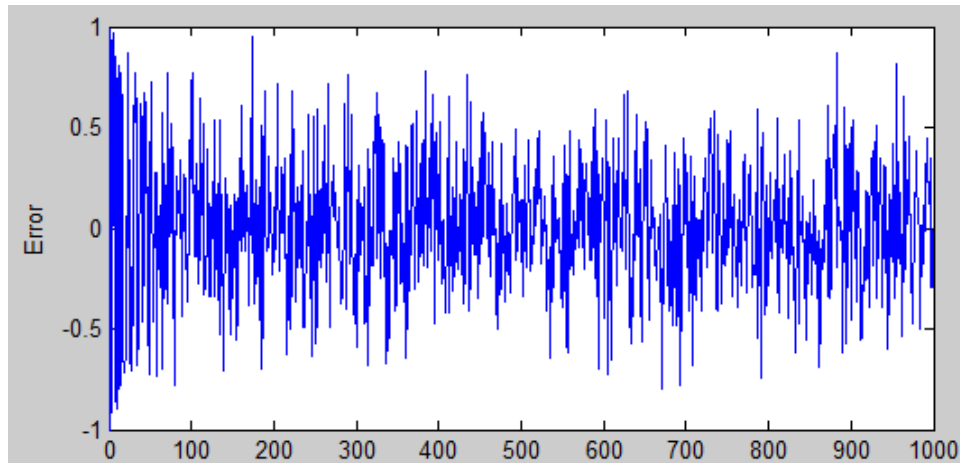


**Fig.4.9** : signal d'entrée avec bruit

Le signal suivant c'est le signal égalisé avec l'algorithme LMS figure (4.10), on remarque une bonne acquisition de signal par rapport au cas d'un canal SISO parce que dans ce cas là nous avons utilisés un canal MIMO avec l'OFDM et ce type de canaux est très performant. L'erreur associée a ce système est illustré dans la figure (4.11).

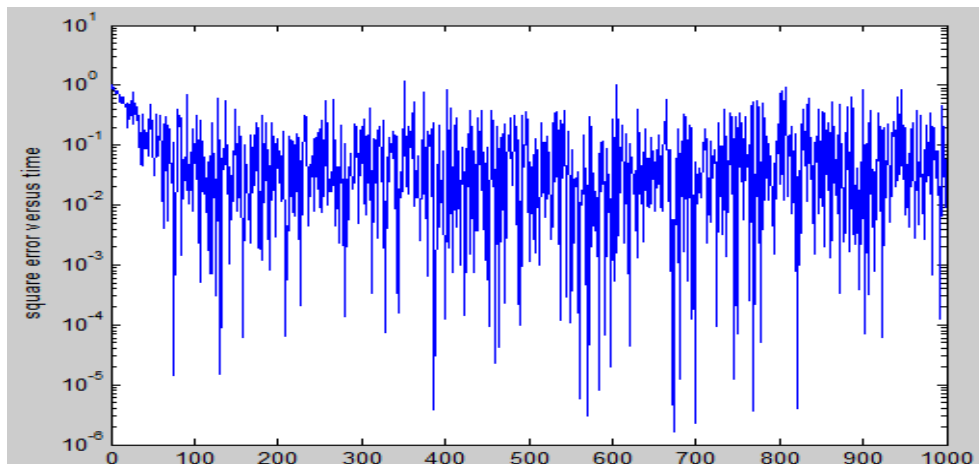


**Fig.4.10** : signal reçu



**Fig.4.11** : L'erreur

La figure ( 4.12) illustre la variation de l'erreur quadratique moyenne en fonction de temps .



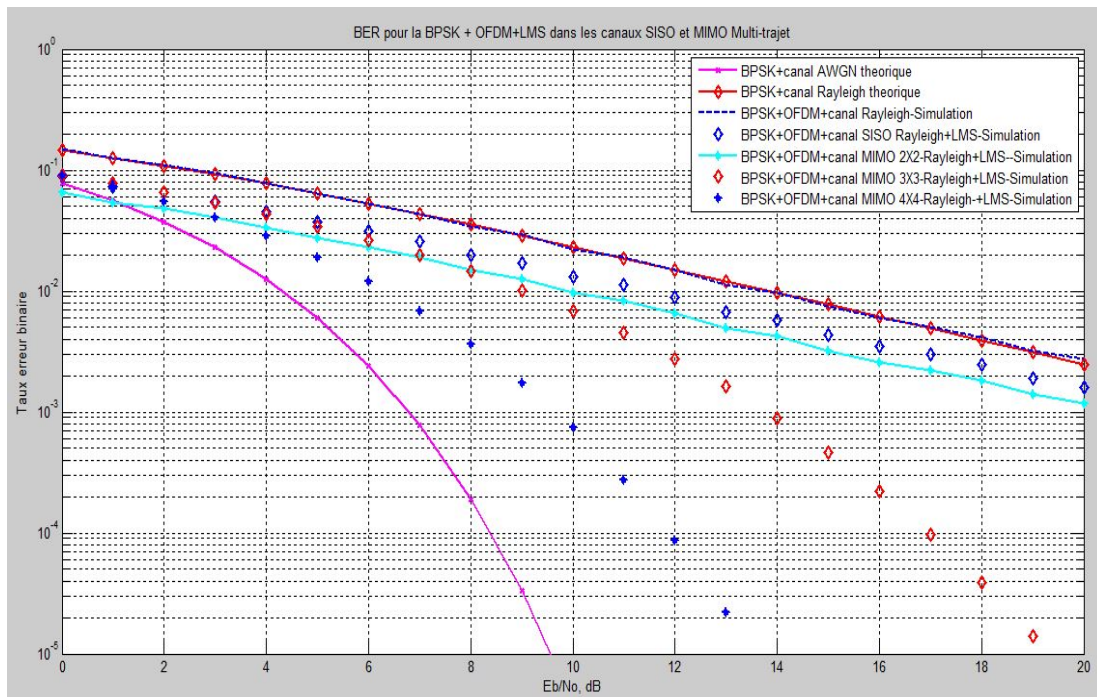
**Fig.4.12** : L'erreur quadratique moyenne

## 4.5 Taux d'erreur binaire

On peut constater d'après la figure (4.13) que le canal AWGN est sujet à moins d'erreurs que le canal de Rayleigh dans les calculs théorique et même avec l'OFDM. Cette différence de performance s'explique par le fait qu'un canal AWGN ajoute du bruit blanc gaussien complexe au signal émis sans tenir compte de la propagation multi-trajets, ce qui est contraire au canal de Rayleigh , qui lui suppose que l'amplitude d'un signal qui passe à travers le canal radio varie de façon aléatoire, c'est pour cela que le TEB n'étais pas réduit quand on a appliqué l'OFDM .

Nous avons remarqué aussi que l'algorithme LMS a apporté des performances remarquables de façon a réduire le taux d'erreurs binaire, cette amélioration de performances sera

plus intense et bonne relativement lorsque le nombre d'antennes émettrices et réceptrices augmentent (MIMO 3x3 /4x4) .



**Fig.4.13** : BER pour la BPSK+OFDM+LMS (SISO,MIMO) multi-trajet

## 4.6 Conclusion

L'objectif de ce travail était l'étude de l'association SISO-OFDM et MIMO-OFDM, et son intérêt pour la fiabilité des radiocommunications, puis valider les notions théoriques à travers des simulations MATLAB, et plus précisément des courbes de BER en fonction du  $E_b/N_0$ .

A travers les différentes simulations, nous avons constaté l'avantage apporté par l'association d'un algorithme adaptatif. Pour cela nous avons utilisé l'un des plus utilisés dans le monde de la suppression des interférences d'accès multiple ou de trajets multiple qui est le LMS.

Les courbes obtenues sont presque parfaites et l'avantage apparaît nettement dans les Figures de plus l'augmentation du nombre d'antennes à l'émission et à la réception diminue encore le BER.

# CONCLUSION

Ce travail de mémoire a porté sur l'étude des performances des systèmes SISO OFDM et MIMO-OFDM associés à un algorithme adaptatif type LMS. Cet algorithme est utilisé dans le domaine temporel et nous l'avons inséré dans le récepteur .

Après avoir rappelé dans les deux premiers chapitres les principaux composants d'une chaîne de communication numérique, à savoir la source, la modulation (OFDM), les canaux de transmission SISO et MIMO, la démodulation et le destinataire. Dans le troisième chapitre nous avons fait l'état de l'art de l'algorithme LMS, nous avons mis en évidence la notion des poids du vecteur de pondération ainsi que et le pas d'adaptation.

Dans le quatrième chapitre nous avons fait des simulations dans le cas de la modulation multiporteuses OFDM associée à l'algorithme adaptatif LMS er avec un canal SISO multi-trajets, ensuite nous avons fait les mêmes simulations avec un canal MIMO multi-trajets pour différentes valeur des nombres d'antennes de réception et de l'émission.

Les résultats trouvés nous ont confirmé l'utilité de l'algorithme LMS, les courbes du BER en fonction de  $E_b/N_0$  convergeaient en effet vers la courbe gaussienne. Nous avons constaté aussi que les nombres d'antennes à l'émission et la réception augmentent énormément cette convergence.

Nous souhaitons dans l'avenir faire l'étude et la simulation d'un système de télécommunications à base de canaux acoustique, sous marins ou optique en utilisant un algorithme adaptatif.