

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications

990



Mémoire de Fin d'Etude
pour l'Obtention du Diplôme de Master Académique

Domaine : **Sciences et Techniques**
Filière : **Télécommunications**
Spécialité : **Systèmes de Télécommunications**

**Égalisation de canal et techniques de codage pour les
systèmes MIMO-OFDM**

Présenté par :

BENHAMIDA Sayf Allah

Sous la direction de :

Prof. Redadaa Salah

Juin 2018

Remerciements

Je remercie de prime abord Allah Soubhanaho wataalla de m'avoir permis de terminer ce travail dans les meilleures conditions et qui a éclairé mon chemin et m'a doué de la connaissance.

T'exprime ma sincère gratitude à Monsieur R.T.D.A.D.A Salahi Professeur à l'Université 08 mai 1945 de Guelma, pour avoir acceptée de diriger mes travaux. Je tiens à le remercier vivement pour ses nombreux et pertinents conseils durant toute la durée du développement de mon thème de mémoire, ainsi que pour sa grande rigueur et sa disponibilité, et ce, malgré ses multiples engagements.

Mes vives reconnaissances vont également à Messieurs MOAD Med Essayah et IKNI Samir et BENHAMIDA Ahmed qui mon apporté des précieux conseils et contribues dans la réalisation de mon projet.

Mes vives reconnaissances vont également à tous les membres du jury d'avoir accepté d'examiner mon travail.

Je présente également mes remerciements à tous les enseignants de la Faculté d'Electronique et de Télécommunication qui m'ont suivi durant mon cursus universitaire.

Je ne saurais terminer, sans remercier tous ceux qui m'ont aidé à mettre en œuvre ce projet.

Merci tout le monde

Dédicace

18/3809
18/3809

Au nom du dieu,

C'est avec gratitude et développement total que je tiens à dédier ce mémoire.

A mon honorable père « Ahmed », Ma respectueuse mère « Hadjer » qui n'ont jamais cessé de me faire des sacrifices de toutes nature pour me permettre de suivre mes études dans de meilleurs conditions.

A la mémoire de mes grand parents « Djilani » et « Mebarqa » Allah Yarhamhoum.

Grand parents de ma mère « Med Fathi » et « Aicha ».

A mes très chers frères : « Youcef », « Amro Khaled », « Fares », et le petit adorable « Hadj Djelani »

A mes très chers Sœurs : « Farah », « Khiaouther Amira », « Lina », « Zohera », « Mouna »

Pour tous les bons moments passés avec vous

« Je vous souhaite une vie joyeuse pleine de succès dans tous les domaines »

A tous mes Amies et surtout :

« Yahia Amor », « Med Mostafa », « Med Amine », « Fardjallah »

« Ahmed », « Hamouda », « Aziza », « Med Larbi », « Chams Adine »

« Bilal », « Maroune », « Halim », « choaib », « Khayrou », « Issam »

Pour avoir rempli ces années d'études de souvenirs en tous genres

Pour avoir toujours été là, dans les bons comme dans les mauvais moments

« Je n'oublierais jamais les moments que nous avons passés ensemble »

et Tous mes collègues de l'étude sans exception.

A mes Professeurs qui ont déployés tous leurs efforts pour me préparer à affronter la vie professionnelle.

A toute ma grande famille

Aussi, à tous ceux qui m'ont soutenu par leurs orientations, leurs conseils durant la réalisation de mémoire de fin d'étude, qu'ils trouvent ici l'expression de ma grande reconnaissance et l'assurance de mes profonds respects.

Sayf allah

L'objectif de ce mémoire est d'étudier la technique d'égalisation à travers la combinaison du système de télécommunication MIMO (Multiple Input Multiple Output) à diversité spatial dans un contexte multi porteuses OFDM (Orthogonal Fréquence-Division Multiplexing). La combinaison du MIMO et de l'OFDM permet d'exploiter les avantages de robustesse de la méthode de liaison sur des canaux sélectifs en fréquence et permet aussi d'exploiter toute la bande

Le travail présenté dans ce mémoire est consacré à l'étude de ces deux techniques MIMO-OFDM avec le codage spatio-temporel par bloc. Une étude comparative par simulation sous Matlab de leurs performances en termes de taux d'erreurs binaire en fonction du rapport signal sur bruit a été faite.

Mots-clés : Egalisation, canal, ZF, MMSE, système OFDM, système MIMO, codage spatio-temporels, STBC.

Table des matières

Table des matières

Remerciements

Dédicace

Résumé

Table des matières

Table des figures

Abréviations

Introduction générale 1

CHAPITRE 1 Egalisation (ZF & MMSE)

I-1 Introduction 3

I-2 Base de système communication :Chaine de Transmission Numérique 3

I-2.1 Définition d'un canal 4

I-2.1.1 Type des canaux 4

I-2.2 Transmission en Bande de Base (canal de nyquist gaussien) 5

I-2.3 Interférence Entre Symbole (IES) 7

I-2.4 Annulation de l'IES : condition nyquist 9

I-3 L'égalisation 9

I-3.1 Filtres adaptatifs linéaires 11

I-3.2 L'égaliseur Transverse 13

I-3.3 L'égalisation Zéro Forcing (ZF) 13

I-3.4 L'égalisation Minimum Mean-Squared Error (MMSE) 15

I-4 Conclusion 19

CHAPITRE II MIMO & OFDM et Codage STBC

II-1 Introduction 21

II-2 Système OFDM 22

II-2-1 Intervalle de garde 26

II-2-2 Préfixe cyclique (CP) 26

II-3 Technique MIMO 27

Table des matières

II -3-1 Capacité d'un canal MIMO	28
II-3.2 Principe de technique MIMO	29
II-3 .2.1 Utilisation des techniques MIMO	29
II-3.2.2 Technique de la diversité spatial	30
II .4 Conclusion	37
CHAPITRE III Simulation et Performance du Système MIMO-OFDM STBC	
III-1 Introduction	39
III-2 Système MIMO-OFDM	39
III-3 Association MIMO-OFDM	41
III-4 Technique de réception système MIMO OFDM (égalisation)	43
III-4-1 Zéro-forcing (<i>ZF</i>)	43
III.4.2 Minimum Mean-Squared Error (MMSE)	44
III.5 Système STBC MIMO-OFDM	44
III.5 .1 Egaliseur	49
III.6 Résultat des Simulations	49
III.7 Conclusion	58
Conclusion générale	60
Bibliographie	

Liste des figures

Liste des figures

Figure I-1 : Chaîne de transmission numérique	4
Figure I-2 : Canal de transmission simple	4
Figure I-3 : Canal sélectif	4
Figure I-4 : Canal avec BBGA	5
Figure I-5 : Canal avec évanouissement	5
Figure I-6 : Canal Rayleigh	5
Figure I-7 : Le schéma de principe d'une bande de base	6
Figure I-8 : IES	7
Figure I-9 : multi- trajet	8
Figure I-10 : Altération par le bruit	9
Figure I-11 : Schéma de localisation de l'Egalisation	10
Figure I-12 : Filtre adaptative	11
Figure I-13 : L'application filtre adaptative	11
Figure I-14 : Filtre adaptative inverse	12
Figure I-15 : Egalisation Linéaire transversale	13
Figure I-16 : Egaliseur ZF	14
Figure I-17 : Filtre transverse ZF	15
Figure I-18 : Egalisation global ZF	15
Figure I-19 : Egaliseur MMSE	16
Figure I-20 : Structure d'égalisation avec période d'apprentissage	18
Figure II-1 : Structure de modulation OFDM	22

Liste des figures

Figure II-2 : Spectres des différences protéases	23
Figure II-3 : Spectre du signal OFDM	23
Figure II-4 : Structure de modulation IFFT	25
Figure II-5 : Système d'OFDM	25
Figure II-6 : Schéma d'intervalle de garde	26
Figure II-7 : Schéma présenté (CP)	26
Figure II-8 : Système MIMO a $N_t \times N_r$ antennes	27
Figure II-9 : Principe de technologie MIMO	29
Figure II-10 : Schéma de code spatio-temporel	30
Figure II-11 : Schéma fonctionnel du code Alamouti	31
Figure II-12 : Schéma MIMO-OFDM STBC ($N_t = 2$, $N_r = 2$)	33
Figure II-13 : Schéma illustrant la combinaison on générale	34
Figure II-14 : Combinaison par sélection (SC)	35
Figure II-15 : Combinaison par rapport maximal (MRC)	36
Figure III-1 : Système MIMO-OFDM	40
Figure III-2 : Transmetteurs MIMO-OFDM	40
Figure III-3 : Performance BER vs SNR du système MIMO-OFDM	42
Figure III-4 : Système MIMO-STBC-OFDM 2x2	45
Figure III-5 : Schéma de diversité 2Tx/2Rx	46
Figure III-6 : Organisation de symbole d'un STBC-OFDM	48
Figure III-7 : Principe de base de l'égalisation	49
Figure III-8 : Structure de l'égaliseur	49
Figure III-9 : Performance du ZF pour MIMO OFDM	50

Liste des figures

Figure III-10 : Performance du MMSE pour MIMO-OFDM	50
Figure III-11 : Performance du système MIMO-OFDM ($N_t=N_r=2$)	52
Figure III-12 : Présente système MIMO-OFDM par les modulations pour ($N_t = N_r = 2$)	52
Figure III-13 : Système MIMO-OFDM par les modulations pour ($N_t = N_r = 4$)	53
Figure III-14 : Comparaison entre le système MIMO-OFDM 2X2 et 4X4	53
Figure III-15 : Performance système MIMO-OFDM avec STBC par les modulations pour ($N_t = N_r = 2$)	54
Figure III-16 : Performance système MIMO-OFDM avec STBC par les modulations pour ($N_t = N_r = 4$)	54
Figure III-17 : Les performances dans système STBC en QPSK	55
Figure III-18 : Les performances dans système STBC en 16-QAM	56
Figure III-19 : Les performances du système STBC en QPSK et 16-QAM	56
Figure III-20 : Performance MIMO-OFDM 2x2	57
Figure III-21 : Performance MIMO OFDM 4x4	57

Liste tableau

Tableau III.1 : Paramètres de simulation pour le système MIMO-OFDM	51
---	----

Abréviations

BER	Bit Error Rate.
BBGA	Bruit Blanc Gaussien.
CP	Préfix cyclique.
DFT	Discrète Fourier Transforme.
DSP	Bruit Gaussien.
EGC	Combinaison par Gain égal.
FFT	Fast Fourier Transforme.
IFFT	Inverse Fast Fourier Transforme.
IES	Interférence Entre Symbole.
LMS	Least Mean Square.
MIMO	Multiple Input Multiple Output.
MMSE	Minimum Mean Squared Error.
MRC	Maximal Ratio Combining.
RLS	Recursive Signal sur Bruit.
<i>OFDM</i>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
<i>QPSK</i>	Quadrature Phase Shift Keying.
SC	Combinaison par sélection.
SNR	Rapport Signal sur Bruit.
STBC	Space Time Block Code.
ZF	Zéro Forcing.

Depuis une dizaine d'années, une nouvelle technologie est apparue dans les systèmes de télécommunication qui permet d'améliorer la qualité de transmission. Cette technologie a comme principaux objectifs d'augmenter le débit, d'augmenter la robustesse au fading et d'exploiter les différentes techniques de communication radio. L'objectif de ce mémoire est de contribuer au développement de récepteurs plus robustes à ces distorsions en se basant sur des algorithmes d'égalisation du message transmis.

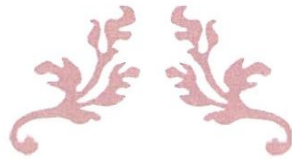
Dans notre cas il s'agit d'égalisation des différents canaux et cela en utilisant la technique zéro forcing (ZF) avec la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (Minimum Mean Square Error: MMSE). Pour combattre les effets de la sélectivité en fréquence d'un canal, plusieurs techniques peuvent être mises en place. Le récepteur doit alors, à partir de la séquence reçue rechercher la séquence émise. L'égaliseur sélectionnant « ZF ou MMSE » permet de supprimer au niveau de la transmission l'Interférence Entre Symbole.

La première partie de ce mémoire traite, la capacité des algorithmes d'égalisation entre autre le zéro-forcing, son principe de fonctionnement d'inverser la réponse du canal de transmission de manière à ce que le couple « Canal-égaliseur » puisse être considéré comme un canal idéal. Pour la technique MMSE permet de favoriser la convergence d'un égaliseur on utilise usuellement une séquence d'apprentissage, c'est-à-dire de minimiser l'erreur quadratique entre la séquence d'entrée (symboles) et la sortie de l'égaliseur. Le bruit est ainsi pris en compte dans le critère. On cherche ainsi à minimiser l'erreur quadratique moyenne.

La deuxième partie est dédiée à l'étude des systèmes OFDM, avec les principes techniques de son fonctionnement, nous évoquerons ensuite les caractéristiques de la technologie MIMO avec la technique de codage Spatio-Temporelle, qui permet d'augmenter la diversité du canal de transmission et donc la robustesse du récepteur avec les avantages des systèmes à antennes multiples.

Dans le troisième chapitre, nous allons détailler la technique d'association entre OFDM et la technologie MIMO afin de combattre les deux problèmes majeurs du canal, à savoir la propagation à multi-trajets et la sélectivité fréquentielle, en plus nous visons le haut débit et de résoudre le problème d'interférences des signaux. Ainsi l'introduction du codage spatio-temporel par bloc (Space-time block coding: STBC) avec cette association qui permet d'augmenter le débit et d'éliminer le bruit, cela permet d'avoir une meilleure qualité de signal de réception.

Le dernier chapitre est consacré aux résultats des simulations obtenues. Ces simulations sont réalisées en utilisant le logiciel Matlab.



Chapitre I

L'égalisation(ZF&MMSE)



I-1 Introduction

L'égaliseur est un filtre linéaire qui fournit une approximation inverse de la réponse du canal. Comme il est courant que les caractéristiques du canal soient inconnues ou changent avec le temps, le mode de réalisation préféré de l'égaliseur est une structure qui est de nature adaptative. Dans les communications numériques, le but de l'égaliseur est de réduire les interférences inter-symboles pour permettre la récupération des symboles d'émission. C'est peut-être un simple filtre linéaire ou un algorithme complexe. Un problème pratique dans les communications numériques est l'interférence entre symboles (IES), qui provoque la distorsion d'un symbole transmis donné par d'autres symboles transmis. Les IES ont comme sources l'effet de la bande à support limité du canal réel et aussi l'effets multi-trajet de ce dernier[1].

La technique la plus couramment utilisée pour éviter cette distorsion de signal due aux IES est l'égalisation linéaire du canal

Les techniques d'égalisation classiques utilisent un créneau temporel pré-assigné (périodique pour la situation variant dans le temps) pendant lequel un signal d'apprentissage, connu à l'avance par le récepteur, est transmis. A la réception, les coefficients d'égalisation sont ensuite modifiés ou adaptés en utilisant un algorithme adaptatif (par exemple ZF, MMSE, ...) de sorte que la sortie de l'égaliseur corresponde étroitement à la séquence d'apprentissage.

I-2 Base de Système Communication : Chaîne de Transmission Numérique

Un système de communication est une simple chaîne numérique qui transporte de l'information d'un point à un point. Par exemple un homme qui parle au téléphone avec un autre homme, on appelle ce processus une transmission sur une chaîne de transmission numérique ou un système de communication numérique[2]. Le caractère numérique de la transmission se manifeste de manière évidente dans le fonctionnement du récepteur lors de l'échantillonnage et de la prise de décision. Il est beaucoup moins apparent au niveau du signal transmis qui ne présente plus nettement le caractère discret de la source[3].

Une telle chaîne de transmission numérique est donc constituée de cinq éléments :

- La source : produit le message à transmettre.
- L'émetteur : fait envoyer et émettre le signal dans le canal
- Le canal de transmission : dans lequel le signal se propage depuis l'émetteur vers le récepteur
- Le récepteur : qui fait la réception du signal émis.

➤ Le destinataire : traite le message numérique ainsi reçu.

Le schéma de principe d'une chaîne de transmission numérique est sur la **Figure I-1** :



Figure I-1 : Chaîne de transmission numérique

I-2.1 Définition d'un canal

Un canal de communication est un médium physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal à partir d'un transmetteur jusqu'au récepteur, qui peut être soumis à des perturbations, il existe une multitude de modèle de canal de propagation, autres autre canal sélectif, canal Rayleigh, non sélectif, ...), dans notre cas nous allons utiliser que les deux premiers types de canal.

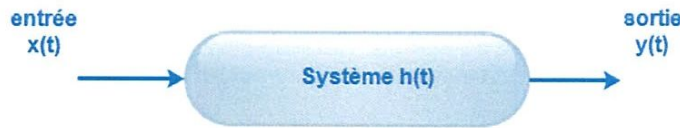


Figure I-2 : Canal de transmission simple

I-2.1.1 Type des canaux

A. Canal sélectif

Le canal est dit sélectif en fréquence quand le signal $x(t)$ occupe une bande fréquence plus grande que la bande de cohérence du canal de propagation.

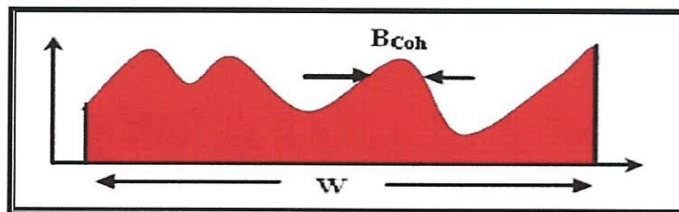


Figure I-3 : Canal sélectif

B. Canal avec bruit blanc Gaussien aditif

Le modèle du canal avec bruit gaussien aditif (BBGA) est le plus simple des modèles. Le signal reçu $r(t)$ est le résultat du signal $s(t)$ avec l'ajout du bruit $n(t)$ modélisé par une fonction de densité de probabilité gaussienne.

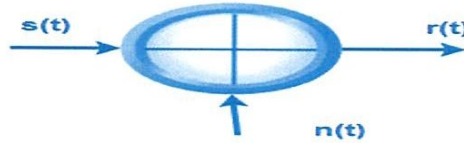


Figure I-4 : Canal avec BBGA

C. Canal avec évanouissement

Dans ce type de canal, seuls les évanouissements qui affectent les signaux sont pris en compte.



Figure I-5 . Canal avec évanouissement

D. Canal Rayleigh

C'est un canal qui modélise çà la fois un évanouissement et un BBGA (bruit blanc Gaussien aditif), c'est-à-dire il regroupe les deux canaux (**Canal avec bruit blanc gaussien aditif et Canal avec évanouissement**).

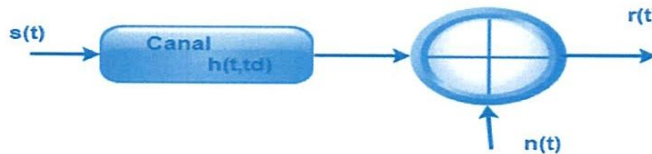


Figure I-6 : Canal Rayleigh

I-2.2 Transmission en bande de base (canal de nyquist gaussien)

La transmission en bande de base se définit comme ci-dessous [10] :

- Modèle du modulateur :

$$e(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h_e(t - kT) \tag{I.1}$$

a_k : le symbole émis ; T : durée Inter-symbole ; h_e : mise en forme spectrale de $e(t)$

- Canal de transmission : est la transformation déterministe = limitation aux distorsions linéaires.

$$x(t) = e(t) * h_c(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h(t - kT) \tag{I.2}$$

$x(t)$ est le signal à support spectral limité.

$h_c(t)$ =un filtre

- Bruit aléatoire de sources internes ou externes : $n(t)$ blanc gaussien, de DSP bilatérale $N_0=2$ on l'appelle bruit blanc gaussien additif (BBGA)
- Entrée de Démodulateur :

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h(t - kT) + n(t) \tag{I.3}$$

Démodulateur est composé du filtre de réception de $g(t)$ et l'échantillonneur (kT) plus l'organe de décision concernant la valeur a_k .

➤ Signal en sortie du filtre :

$$r(t) = y(t) + w(t) \tag{I.4}$$

Ou $w(t)$: bruit gaussien, de DSP

$$S_w(f) = \frac{N_0}{2} |G(f)|^2 \tag{I.5}$$

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p(t - kT) \tag{I.6}$$

Ou $p(t)$ et la fonction porte qui est un filtre de fonction de transfert :

$$P(f) = H_e(f)G(f) = H_e(f)H_c(f) G(f) \tag{I.7}$$

Avec :

$H_e(f)$: Filtre d'émission ; $H_c(f)$: Transfer de canal ; $G(f)$: Filtre de récepteur

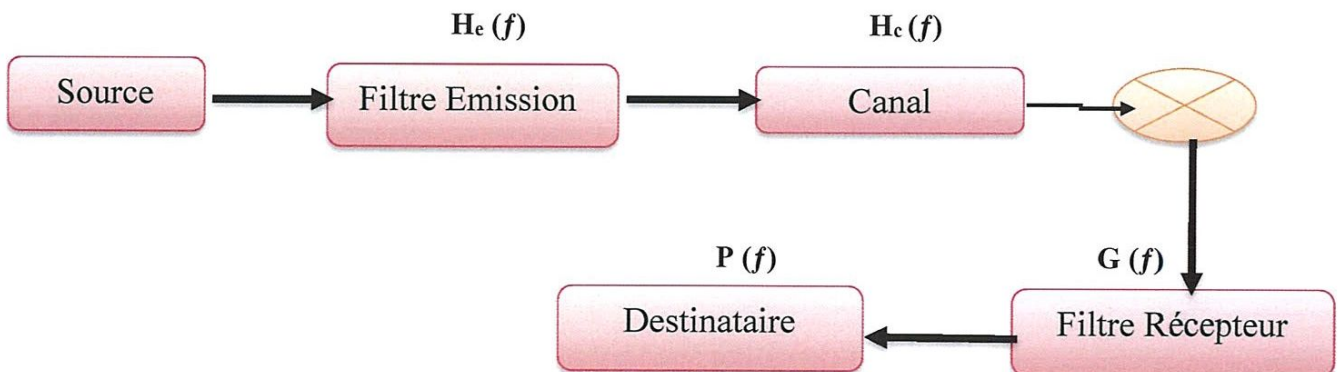


Figure I-7 : Le schéma de principe d'une bande de base

- La sortie du filtre adapté est :

$$y(t) = a(t) *g(t) + w(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_0) + w(t) \tag{I.8}$$

Où $g(t)=p(t)*p(-t)$ est la transformation entre $p(t)$ et le filtre adapté $p(-t)$ (le filtre adapté à $p(t)$ est la réponse de $p(-t)$, caractérisée par une sortie échantillonnée en synchronisation avec l'émetteur. La réponse impulsionnelle d'un filtre adapté correspond à la forme retardée temporellement du symétrique de signal. Il est conçu pour améliorer le rapport signal sur bruit) [4].

- La sortie du filtre adapté échantillonnée de manière synchrone sera :

$$y_k = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_{k-n} + w_k \tag{I.9}$$

- Le modèle discret à bruit blanc additif : Présente de nombreux avantages tant du point de vue de la facilité d'analyse théorique des algorithmes de traitement que de point de vue de leurs performances. La sortie du filtre adapté échantillonné de manière synchrone est filtrée par le filtre non causal $1/F^*(1/z^*)$ est :

$$x_k = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n f_{k-n} + b_k \tag{I.10}$$

I-2.3 Interférence Entre Symbole (IES)

L'Interférence Entre Symbole est le chevauchement entre des symboles successifs à une erreur binaire. Les retards des canaux et le phénomène de multi-trajet conduit à faire apparaître de l'Interférence Entre Symbole « **Figure I-8** » .

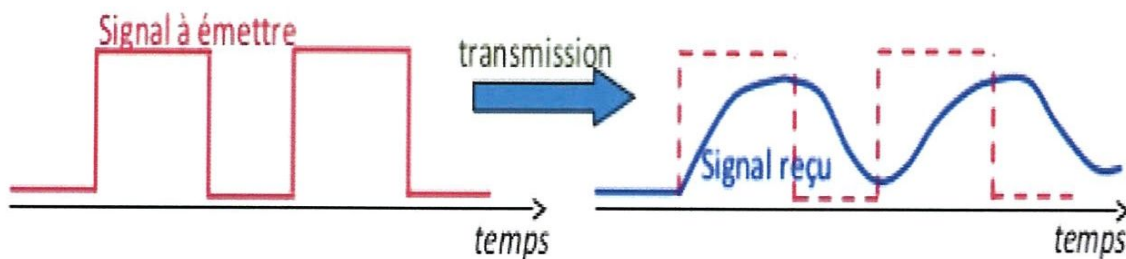


Figure I-8 : IES

Le chevauchement entre les impulsions peut causer une mauvaise interprétation des données reçues par le récepteur. Ce phénomène de chevauchement des impulsions et donc de difficulté différencier entre les symboles par le récepteur est dit « **Interférence Entre les Symboles** » [5].

Une condition indispensable pour les transmissions numériques est que les IES doivent être nulles.

Afin de réduire le risque de l'Interférences Entre Symboles, la forme temporelle du signal doit être choisie judicieusement.

Cependant, les canaux étant à bande passante limitée, il faut aussi étudier le spectre du signal transmis.

Dans un canal à bande passante infinie aussi appelé canal idéal, la bande passante est suffisamment large pour transmettre les signaux modulés sans distorsion.

Dans la pratique, les canaux de communication ont une bande passante limitée et par conséquent, les impulsions transmises ont tendance à s'étaler lors de leur propagation.

La transmission multi-trajets produit aussi des IES. À travers la situation ci-dessous l'onde émise peut emprunter deux chemins pour atteindre le récepteur : un trajet direct et un trajet réfléchi (Figure I-9)

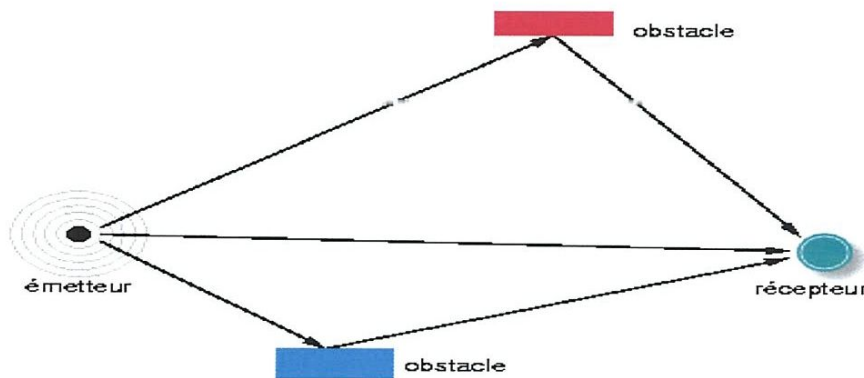


Figure I-9 : multi- trajet

Le récepteur observe la superposition de deux versions du signal émis décalées l'une par rapport à l'autre.

Supposons dans le cas où l'on émet une suite de symboles a_k , (k désigne le temps discret), on reçoit $\{\alpha a_k + \beta a_{k-1}\}$: il y a des IES entre a_k et a_{k-1} .

L'objectif de l'égalisation est de restituer le message émis à partir de cette observation [4].

Nous pouvons donc décomposer l'échantillon y_k en une somme de trois termes :

$$y_k = a_k g_0 + \sum_{n=k} a_n g_{k-n} + b_k \quad (I.11)$$

Le premier terme dépend du symbole a_k , le second terme représente les Interférences Entre Symboles (IES) et le troisième terme représente le bruit additif.

Autrement dit y_k dépend de la donnée présente a_k avec des données voisines passées et futures.

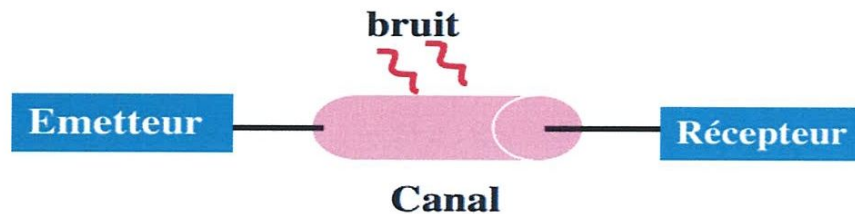


Figure I-10 : Altération par le bruit

La présence du terme d'IES, qui dépend de plusieurs symboles émis, ne permet pas d'effectuer une décision symbole par symbole, qui soit en même temps une décision optimale.

Le premier terme dépend du symbole a_k , le deuxième terme est appelé terme d'Interférence Entre Symboles (IES) et le troisième représente le bruit.

On peut alors considérer trois approches :

- La première approche consiste à faire en sorte que le terme d'IES soit toujours nul ; cela aboutit au critère de Nyquist. Toutefois cette méthode présente des faiblesses dans la mesure où elle ne permet pas de tirer au mieux profit de la bande disponible.
- La deuxième et la troisième approche, sont l'égalisation linéaire [6].

I.2.4 Annulation de l'IES : condition de Nyquist

Pour transmettre un signal bande de base avec une rapidité de modulation $R = \frac{1}{T}$ il faut que la bande passante du canal soit au moins égal à $B = \frac{1}{2T}$, cette bande est appelée bande de Nyquist.

I-3 L'égalisation

L'égalisation est un processus qui permet de rendre sur un canal parfaitement connu, l'interférence entre symboles relativement faible, ou même de l'éliminer complètement et cela en utilisant un filtre égaliseur au niveau du récepteur [7].

L'égaliseur :

- Permet d'annuler les IES ainsi que l'effet du bruit additif lié au canal,
- Il est situé à l'extrémité après le récepteur,
- C'est un filtre inversé placé à l'embout du récepteur,
- Sa fonction de transfert est l'inverse de celle du canal,

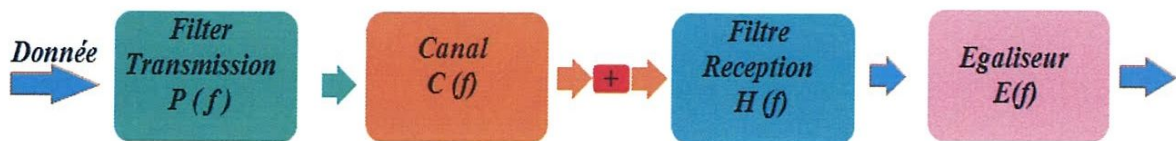


Figure I-11 Schéma de localisation de l'Egalisation

L'objectif de l'égalisation est d'atténuer les effets de l'IES. Cependant, l'objectif doit être équilibré, de sorte que dans le processus de suppression d'IES tend vers le nul.

Il existe plusieurs techniques d'égalisation que nous pouvons utiliser comme contre-mesures pour retarder la propagation. Ces techniques relèvent de deux grandes catégories (Linaires et non-Linaires) [8].

Pour qu'un égaliseur atténue l'IES, il doit avoir une estimation de l'impulsion du canal ou de sa réponse en fréquence.

Etant donné que le canal sans fil varie dans le temps, l'égaliseur doit acquérir la réponse en fréquence du canal (apprentissage), ensuite doit mettre à jour l'estimation de la réponse lorsque le canal change.

Les égaliseurs adaptatifs compensent la distorsion du signal liée aux (IES), qui est provoquée par l'effet des multiples trajets dans des canaux à dispersion de temps.

Le processus de formation et le suivi de l'égaliseur est souvent appelé « égalisation adaptative », parce que l'égaliseur s'adapte au canal qui change.

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

L'égaliseur est l'élément le plus coûteux d'un démodulateur de données et peut consommer plus de 80% du total des calculs nécessaires pour démoduler un signal donné.

Le filtre de réception de réponse en fréquence $E(f)$ doit corriger la distorsion linéaire responsable de l'IES introduite par le canal. Dans notre cas nous allons prendre en considération que le filtre est bien linéaire.

I-3.1 Filtres adaptatifs Linéaires

Le filtrage adaptatif est un outil puissant en traitement du signal, communication numérique et contrôle automatique.

Un filtre adaptatif est un dispositif de calcul qui tente de modéliser la relation entre deux signaux en temps réel de manière itérative [9].

On **Figure I-12** les applications sont diverses mais présentent les caractéristiques suivantes : on dispose d'une entrée $x(n)$ ainsi que de la réponse désirée (référence) $d(n)$ et l'erreur $e(n)$. La différence entre $d(n)$ et la sortie du filtre $y(n)$, sert à contrôler les valeurs adaptées des coefficients du filtre.

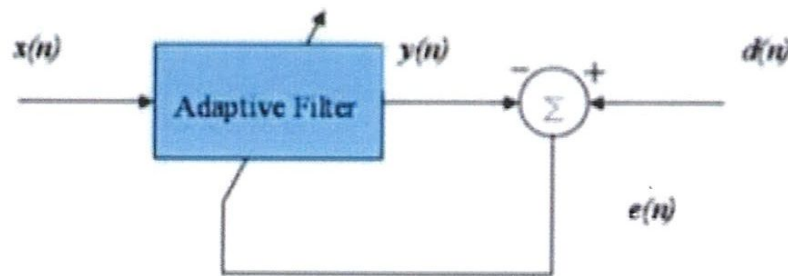


Figure I-12 : Filtre adaptative

$d(n)$ est le signal à l'instant n et $y(n)$ le signal prédit à partir du signal aux instants précédents $[d(n - 1), d(n - 2), \dots]$.

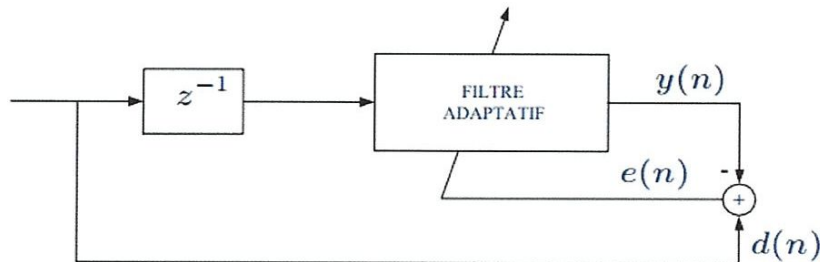


Figure I-13 : L'application filtre adaptative

$d(n)$ est l'entrée (retardée) du système que l'on cherche à inverser .

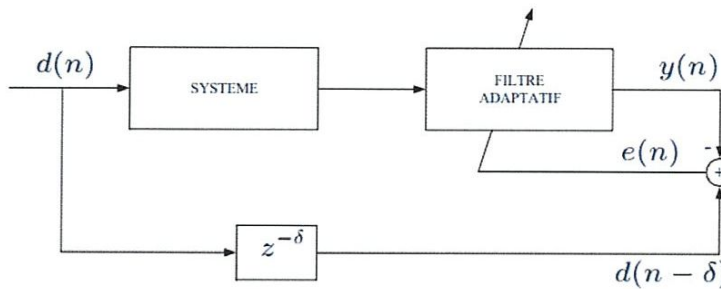


Figure I-14 : Filtre adaptative inverse

En dehors de la configuration initiale de l'acquisition, le système effectue le suivi et met continuellement à jour les paramètres de l'égaliseur.

Dans notre cas, nous n'avons pris en considération que de l'égalisation linéaire (ZF, MMSE).

Les techniques d'égalisation linéaires sont généralement les plus simples à mettre en œuvre et à comprendre conceptuellement. Cependant, elles souffrent généralement de l'augmentation du bruit sur les canaux sélectifs en fréquence, et ne sont donc pas utilisées dans la plupart des applications sans fil [6].

L'égaliseur linéaire doit minimiser donc l'erreur entre le symbole reçu et le symbole transmis sans augmenter le bruit.

Bien que l'égaliseur linéaire fonctionne mieux que le non-linéaire, mais ses performances ne sont pas suffisantes pour les canaux avec IES. Le choix évident pour les canaux avec IES est d'avoir un égaliseur linéaire.

Les égaliseurs linéaires sont facilement modifiables en tant que variantes adaptatives : LMS (moindres carrés), et RLS (moindres carrés récurrents) [4].

Les égaliseurs linéaires sont simples à mettre en œuvre :

- L'égaliseur s'appuie sur le principe de l'inversion de canal $H(f)$,
- L'égaliseur annule l'IES au prix d'une augmentation possible du bruit (ZF), ou il fournit un compromis entre l'élévation du bruit et l'élimination de l'IES (MMSE).
- $H(f)$ est estimé en excitant par une impulsion de Dirac.

I-3.2 L'égaliseur Transverse

Les égaliseurs transverses sont également faciles à mettre en œuvre. Il s'agit d'utiliser un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie, pour lequel les méthodes de calcul et d'implémentation sont bien connues. L'équation de calcul se donne de la manière suivante [1] :

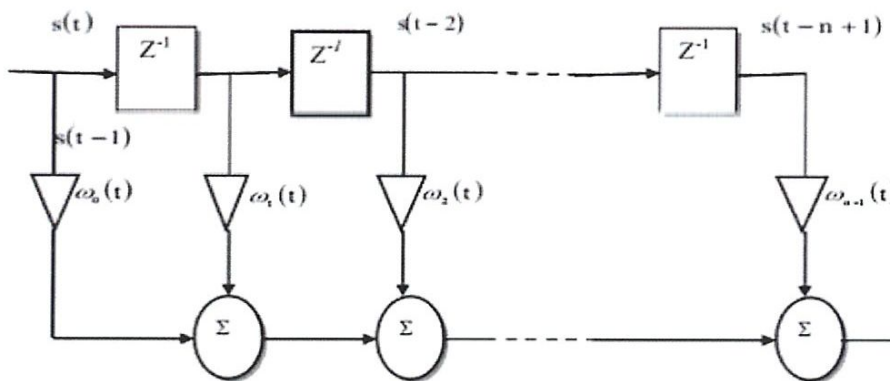
$$z(n) = \sum_{i=0}^{M-1} e(i) y(n - i) \tag{I.12}$$

Où :

$e(n)$: représente la réponse impulsionnelle de l'égaliseur, de longueur M ,

$y(n)$: est la séquence d'observations,

$z(n)$: est la sortie de l'égaliseur.



FigureI-15 : Egalisation Linéaire transversale

I-3.3 L'égalisation par Zéro Forcing (ZF)

Ce type d'égaliseur se réfère à une forme d'algorithme d'égalisation linéaire, qui est utilisée dans les systèmes de communication, s'applique à l'inverse de la réponse en fréquence du canal au signal reçu, pour rétablir le signal transmis.

Le terme en anglo-saxon **Zéro Forcing** c-à-d **Forçage à Zéro** correspond à réduire à zéro l'interférence entre-symbole (IES) dans un cas sans bruit. Cela sera utile lorsque le niveau des IES est significatif par rapport à celui du bruit.

Pour un canal avec réponse en fréquence $F(f)$ l'égaliseur de ZF $C(f)$ est construit par :

$$C(f) = \frac{1}{F(f)} \tag{I.13}$$

Ainsi la combinaison du canal et de l'égaliseur donne une réponse en fréquence plate et une phase linéaire :

$$C(f) F(f)=1 \tag{I.14}$$

En réalité, la compensation de forçage à zéro ne fonctionne pas dans certaines applications, pour les raisons suivantes :

- Si la réponse impulsionnelle du canal a une longueur finie, donc la réponse de l'égaliseur doit être infiniment longue,
- À certaines fréquences, le signal reçu peut être faible. Pour compenser, l'amplitude du filtre ZF (gain) devrait être très importante,
- En conséquence, tout bruit ajouté après le canal sera amplifié par un facteur important et détruira le rapport signal sur bruit global. De plus, le canal peut avoir des zéros dans sa réponse en fréquence qui ne peuvent pas être inversés [11].

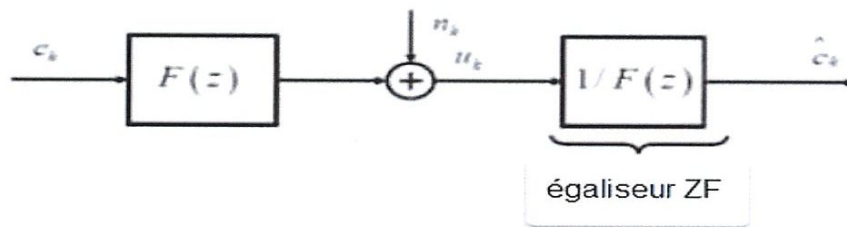


Figure I-16 : égaliseur ZF

Globalement, on peut dire que le retard engendré par les deux filtres est égal à la moitié de la longueur du filtre équivalent, longueur qui vaut ici $N + M - 1$ (N : longueur de canal). D'autre part, on choisit de prendre un ordre M assez grand pour que l'éventuelle erreur de troncature de la réponse impulsionnelle soit négligeable. Dans ces conditions, on peut écrire l'équation de convolution correspondant à l'inversion du canal comme suit :

$$\sum_{i=0}^{M-1} e(i)c(n - i) = \delta(n - R) \tag{I.15}$$

δ est une impulsion de Dirac à temps discret, $\delta(n - R) = 1$ pour $n = R$ et $\delta(n - R) = 0$ sinon. Cette relation de convolution étant valable pour tout n , on peut se donner M équations, par exemple pour $n = 0..M - 1$, et résoudre exactement le système linéaire correspondant pour obtenir les coefficients de l'égaliseur $e(i)$, $i = 0..M - 1$. À la sortie de l'égaliseur

Cette équation est représentée dans la **figure I-17** suivante :

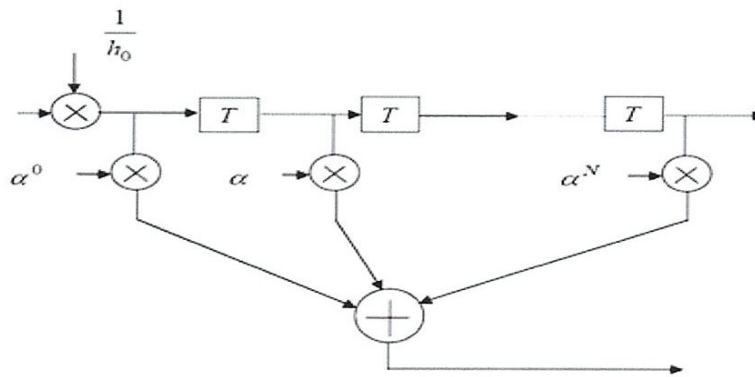


Figure I-17 : Filtre transverse ZF

Ci-dessous **Figure I-18** schéma explicatif de l'égalisation global ZF

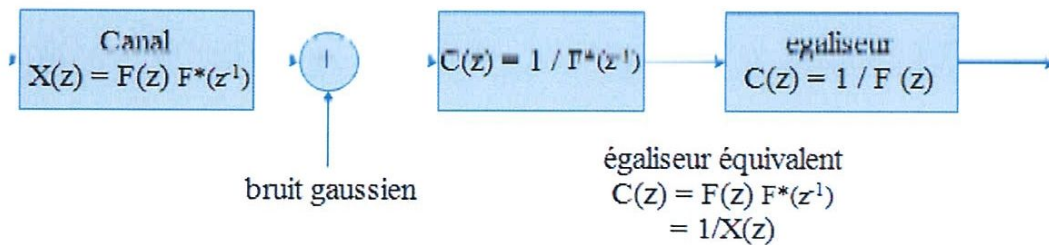


Figure I-18 : Egalisation global ZF

Le calcul du rapport du signal à bruit (SNR) sera de la manière suivante :

$$SNR = \frac{P_a \sum c(n)^2}{p} \tag{I.16}$$

I.3.4 L'égalisation par Minimum Mean-Squared Error (MMSE)

L'égaliseur par MMSE permet également de minimiser les interférences entre symboles (IES) et les effets du bruit additif du canal de transmission.

Les coefficients d'égalisation peuvent être optimisés en utilisant le critère d'erreur quadratique moyenne (MMSE).

Lorsque le SNR a des valeurs élevées, l'égaliseur **MMSE** fonctionne comme **Zéro Forçage**. Dans le cas contraire où le SNR a des valeurs bas, l'égaliseur **MMSE** prenne en compte le bruit et la variance du signal, pour ne pas amplifier le bruit comme le fait **Zéro Forçage**. On cherche ainsi à minimiser l'erreur quadratique moyenne.

Le critère **MMSE** peut être énoncé comme suit [11] :

$$\mathcal{E} = E [(v(t) - d(t))^2] \tag{I.17}$$

Où :

$$v(t) = y(t) * h_{eq}(t) = \sum_{n=0}^N b_n y(t - nT) \tag{I.18}$$

Les paramètres de minimisation seront les coefficients du filtre égaliseur, selon :

$$\frac{\partial \mathcal{E}}{\partial b_m} = 0 = 2E [(v(t) - d(t)) \frac{\partial v(t)}{\partial b_m}] \tag{I.19}$$

$$m=0, \dots, N$$

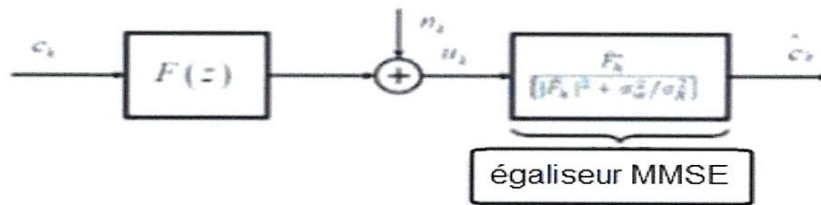


Figure I-19 : Egaliseur MMSE

Dans le cas où il a été tenu compte de la linéarité des opérateurs $E[\cdot]$ et $\partial / \partial \mathbf{x}$, et du fait que la valeur attendue est prise en compte dans la distribution du bruit, permet l'indépendance des coefficients de filtrage.

Les expressions précédentes conduisent à la condition d'orthogonalité suivante :

La séquence d'erreur entre la sortie de l'égaliseur et le signal désiré, et la séquence de données reçue doivent être statistiquement orthogonales.

$$E[(v(t) - d(t))y(t - mT)] = R_{yv}(mT) - R_{yd}(mT) = 0 \tag{I.20}$$

$$m=0, \dots, N$$

$$R_{yv}(mT) = E [y(t) v(t + mT)]$$

$$R_{yd}(mT) = E [y(t) d(t + mT)]$$

Leur corrélation croisée ne dépend que de la différence de temps.

$$R_{AB}(t, \tau) = R_{AB}(t - \tau) \tag{I.21}$$

$R_{yv}(mT)$ peut être écrit comme :

$$\begin{aligned} R_{yv}(mT) &= E [y(t) v(t + mT)] = \\ E[y(t) \sum_{n=0}^N b_n v(t + (m - n)T)] &= \\ \sum_{n=0}^N b_n R_y((m - n)T) & \\ m = 0, \dots, N & \end{aligned} \tag{I.22}$$

Où $R_y(\tau)$ est l'autocorrélation de $y(t)$.

Cet ensemble d'équations peut être écrit sous forme de matrice vectorielle comme suit [12] :

$$R_y b_{MMSE} = R_{yd} \tag{I.23}$$

Ces équations sont appelées les équations de **Wiener-Hopf**.

Les coefficients de filtre égaliseur peuvent être finalement calculés par :

$$b_{MMSE} = R_y^{-1} R_{yd} \tag{I.24}$$

$R_y((N+1) * (N+1))$ est construit à partir de l'autocorrélation de $y(t)$ par l'expression :

$$\mathbf{R}_y = \begin{pmatrix} R_y(0) & \dots & R_y\left(-\frac{N}{2}T\right) & \dots & R_y(-NT) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_y\left(-\frac{N}{2}T\right) & \dots & R_y(0) & \dots & R_y\left(-\frac{N}{2}T\right) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_y(NT) & \dots & R_y\left(\frac{N}{2}T\right) & \dots & R_y(0) \end{pmatrix} \tag{I.25}$$

Dans le cas où les signaux sont réels, $\mathbf{R}_y(t) = \mathbf{R}_y(-t)$ et la matrice est symétrique.

Ainsi, le vecteur $\mathbf{R}_y d$ est donné comme :

$$R_{yd} = (R_{yd}(-\frac{N}{2}T) \dots R_{yd}(0) \dots R_{yd}(\frac{N}{2}T))^T \quad (I.26)$$

L'erreur quadratique moyenne minimale à laquelle nous arrivons est donnée par :

$$\begin{aligned} \varepsilon_{min} &= E [|d(t)|^2] - R_{yd}^T b_{MMSE} \\ &= R_d(0) - R_{yd}^T R_y^{-1} R_{yd} \end{aligned} \quad (I.27)$$

Pour ce faire, on utilise une séquence connue du récepteur, une *séquence d'apprentissage*, pour calculer les coefficients du filtre, voir **figure I-20** La nécessité d'inclure dans l'émission une séquence d'apprentissage, éventuellement répétée périodiquement si le système est non stationnaire, limite en outre le débit en données utiles [9].

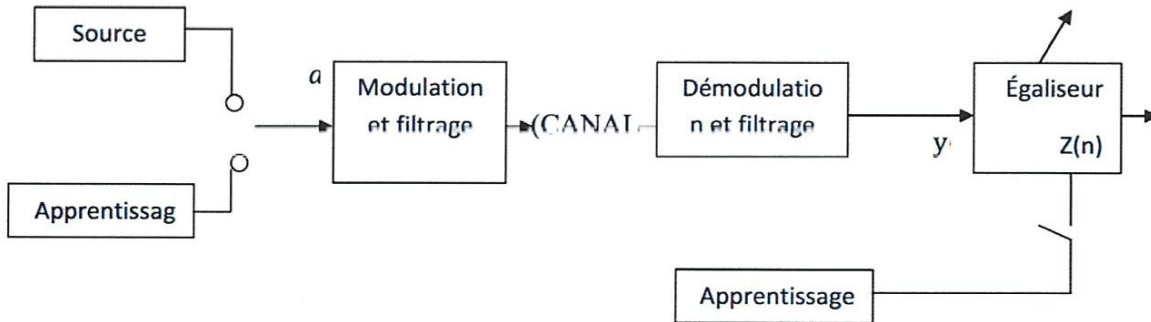


Figure I-20 : Structure d'égalisation avec période d'apprentissage

Lorsque le rapport signal-à-bruit (SNR) a des valeurs élevées, l'égaliseur **MMSE** fonctionne comme le **zéro Forçage**. Mais pour le reste des valeurs que SNR peut prendre, l'égaliseur **MMSE** fonctionne mieux en termes de distorsion.

La grande différence entre les deux égaliseurs est que cela peut être clairement apprécié dans les profonds zéros du canal.

L'égalisation par **ZF** augmente considérablement le terme de bruit afin de récupérer le signal d'origine, par contre le **MMSE** ne le fait pas.

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné une brève description sur la chaîne de communication numérique notamment le canal radio et son influence sur le message transmis.

Le message transmis subit une distorsion qui se traduit par une mauvaise interprétation au niveau du récepteur, ce qui donne un signal résultant différent du message original transmis. Cette distorsion (l'interférence entre symboles) se produit lors de la transmission du signal dans un canal à support limité et aussi lors de la transmission dans un environnement multi-trajets.

Ces interférences nécessitent un certain traitement de signal approprié, c'est « **l'Egalisation** », cela permet de supprimer complètement les interférences et par conséquent en aura une réception identique à ce qu'on a transmis.



Chapitre II

MIMO & OFDM et codage

STBC



II-1 Introduction

La conception des futures technologies de communication est devenue l'un des principaux domaines d'intérêt des chercheurs. Pour obtenir des débits de données plus élevés, des bandes passantes plus importantes sont nécessaires. En effet en augmentant le nombre d'antennes à l'émission et à la réception, l'aspect spatial dû au positionnement apporte une richesse d'information supplémentaire. Les systèmes utilisant plusieurs antennes à l'émission et plusieurs antennes à la réception sont appelés systèmes Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) [13]. Le système MIMO utilisé dans les communications sans fil offre divers avantages, comme l'augmentation de la capacité globale en augmentant l'efficacité spectrale du système (bits/s/Hz) à travers le multiplexage spatial et les systèmes exploitent la diversité spatiale en employant plusieurs antennes de chaque côté de la communication émetteur et récepteur.

L'OFDM (ou Orthogonal Frequency Division Multiplexage en anglo-saxon) consiste à transmettre les données en parallèle sur un très grand nombre de sous-porteuses [14]. Cette technique montre comment une telle transmission se fait simplement à partir de transformées de Fourier et comment est obtenue l'orthogonalité entre sous-porteuses. Elle est devenue une technique de modulation multi-porteuse très populaire pour la transmission de signaux sur des canaux statiques ou des canaux radio mobile. Elle convertit un canal sélectif en fréquence en une collection de sous-canaux parallèles non-sélectifs en fréquence, ce qui simplifie grandement la structure de la liaison avec le récepteur. La forme d'onde dans le domaine fréquentiel des sous-porteuses satisfait une orthogonalité parfaite. Le signal spectral est constitué par différentes sous-porteuses qui se chevauchent dans le domaine fréquentiel. Par conséquent, la bande passante disponible est utilisée très efficacement dans les systèmes OFDM sans provoquer de bruit. L'OFDM a beaucoup d'avantage entre autres permet d'éliminer l'interférence entre symboles (IES) de plus elle peut apporter des gains significatifs divers. L'utilisation de la diversité spatiale améliore encore la fiabilité de la liaison et permet d'avoir un gain supplémentaire de multiplexage spatial MIMO où différents flux de données sont transmis sur différentes antennes.

La technique de codage espace-temps ou (STBC : Space-Time Block Coding) permet d'améliorer la fiabilité de transmission grâce au système MIMO, permet d'utiliser la diversité spatio-temporelle. Cette technique a été mise en place par M. ALAMOUTI [15] et étendu par M. TAROKH [16]. Cette technique de codage permet d'améliorer la robustesse du signal. En effet, la réémission du symbole mal reçu est pénalisante pour le débit global. Le système STBC rend fiable la transmission par introduction d'une redondance, en conjuguant l'inverse des symboles, tout en gardant le débit inchangé par le biais des antennes multiples.

II-2 Système OFDM

La technique de modulation OFDM est robuste contre la sélectivité en fréquence et au bruit additif du canal de propagation radio ce qui permet d’atteindre des débits très élevés. Mais en contrepartie, elle nécessite une bonne synchronisation temporelle et fréquentielle.

Plusieurs standards ont adopté l’OFDM. Elle est utilisée dans la diffusion de radio numérique et les réseaux locaux sans fil à haut débit. Les exemples de normes qui utilisent OFDM sont LTE, WiMax et ADSL.....etc.

L’idée principale dans la formation du signal OFDM est l’usage d’un multiplexage fréquentiel de sous porteuses sous certaines conditions d’orthogonalité. La contrainte d’orthogonalité constitue le fondement de la modulation OFDM.

Le multiplexage de fréquence consiste à répartir l’information à transmettre à fort débit sur un grand nombre de sous bandes élémentaires modulées à bas débit.

Il existe deux façons de répartir l’information qui sont [17] :

- La première consiste à ce que chaque sous bande ait sa propre bande de fréquence et ne s’interfère pas avec les autres, Cette répartition n’est pas optimale du point de vue de l’occupation spectrale, d’où l’idée de la deuxième solution,
- La deuxième solution consiste au multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence avec fenêtrage, utilisé pour les radios à agilité spectrale.

Les N fréquences porteuses possibles sont définis par la relation suivante :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_u}, \quad k \in [0, N-1] \tag{II.1}$$

Soient $\psi_{n,k}$ une base des signaux élémentaires définis pour k et pour n par la relation :

$$\psi_{n,k} = g_k (t - nT_u) \quad n \in [-\infty, +\infty] \tag{II.2}$$

Telle que **Figure II-1** expliqué la modulation OFDM :

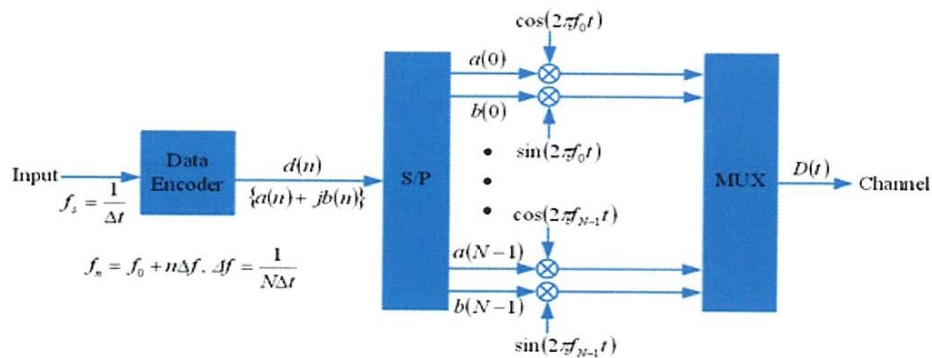


Figure II-1 : Structure de modulation OFDM

Le spectre ainsi obtenu est un ensemble de sous-porteuses orthogonalement réparties, il est représenté sur la **figure II-2**.

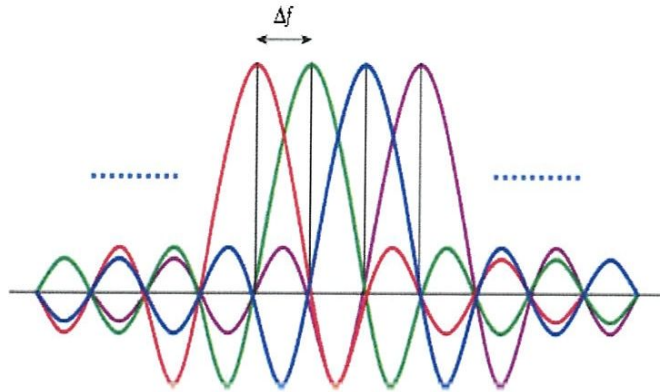


Figure II-2 : Spectres des différences protégées

Il est important de noter que la contrainte d'orthogonalité entre sous porteuses est indispensable pour éviter l'interférence entre sous porteuses [17]. Cette contrainte est définie d'un point de vue fréquentiel (l'écart entre les sous porteuses) et aussi d'un point de vue temporel (choix de la fonction de mise en forme) à cause de la dualité temps fréquence.

L'orthogonalité en fréquence assure que la porteuse n'est pas affectée par l'autre, car elle devrait être nul à la fréquence des autres porteuses.

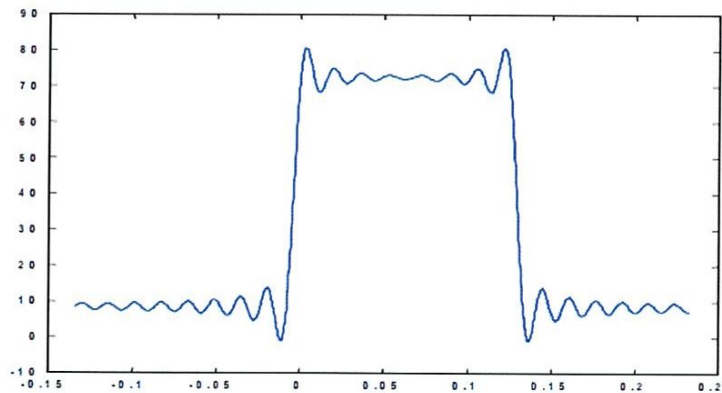


Figure II-3 : Spectre du signal OFDM

$$g_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & \text{si } 0 \leq t \leq T_u \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (II.3)$$

L'équation $g(t - kT_s)$ représente le signal de mise en forme du symbole d'information OFDM.

Le signal OFDM est alors défini comme étant du signal analytique suivant :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} c_k(n) \psi_{n,k}(t) \quad (II.4)$$

A partir des équations (3) et (4), nous pouvons déduire l'expression du signal OFDM à transmettre :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} c_k(n) e^{j2\pi f_0 t} e^{j2\pi \frac{k}{T_u}(t-nT_u)} g_0(t-nT_u) \quad (II.5)$$

L'équation de $s(t)$ est incarnée dans la **figure II-2** et la **figure II-3**.

La remarque est que plus le nombre de sous porteuses N est grand, plus le spectre de la somme des sous porteuses tend vers une porte.

L'utilisation de sous-canaux à bande étroite par rapport à un seul canal à large bande rend le système très résistant à l'évanouissement des canaux, ce qui réduit considérablement la complexité du récepteur correspondant souhaité [17]. Le récepteur OFDM typique utilise équivalent unique pour chaque sous-porteuse.

Il y'a autre avantage inhérent aux systèmes OFDM c'est le fait que nous pouvons considérer les canaux sélectifs en fréquence non pas comme une fonction de la fréquence, mais plutôt comme une constante pour une sous-porteuse donnée.

La raison est que la largeur de bande d'une sous-porteuse est très petite, ce qui fait qu'effectivement, la variation rattachée aux canaux sélectifs en fréquence est minimale et pratiquement négligeable. Cette hypothèse simplifiera beaucoup les calculs et le système dans son ensemble, tout en restant très près de la réalité et permet l'utilisation de la transformée de Fourier discrète (DFT) que ce soit au niveau modulateur (en utilisant une IDFT) ou au niveau démodulateur (en utilisant une DFT) [18].

La méthode la plus utilisée pour transformer des valeurs numériques (le signal à transmettre) en de multiples sous-porteuses est l'application du principe de l'FFT (Fast Fourier Transforme) et son inverse IFFT (Inverse Fast Fourier Transforme).

L'IFFT est représenté par :

$$x(k) = \sum_{n=0}^{N-1} X(k) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + j \sum_{n=0}^{N-1} X(k) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (II.6)$$

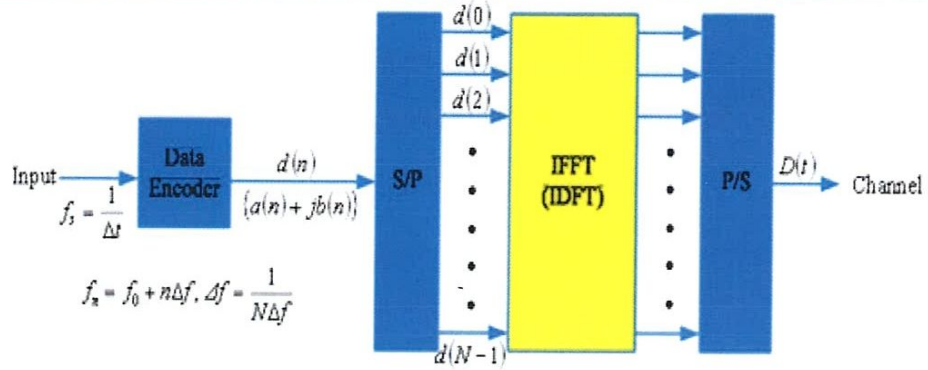


Figure II-4 : Structure de modulation IFFT

Tandis que l'FFT est donnée par :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + j \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (II.7)$$

La modulation et la démodulation OFDM peut être alors implémenté en utilisant l'algorithme IFFT/FFT (ou bien IDFT/DFT).

Durant les dernières décennies, l'algorithme de la FFT a été optimisé à un point tel que c'est maintenant une opération de base intégrée à la majorité des composants de traitement de signal, telle que les DSP (Digital Signal Processor) [14].

Le diagramme en bloc de la chaîne de transmission OFDM est représenté dans la figure II-5.

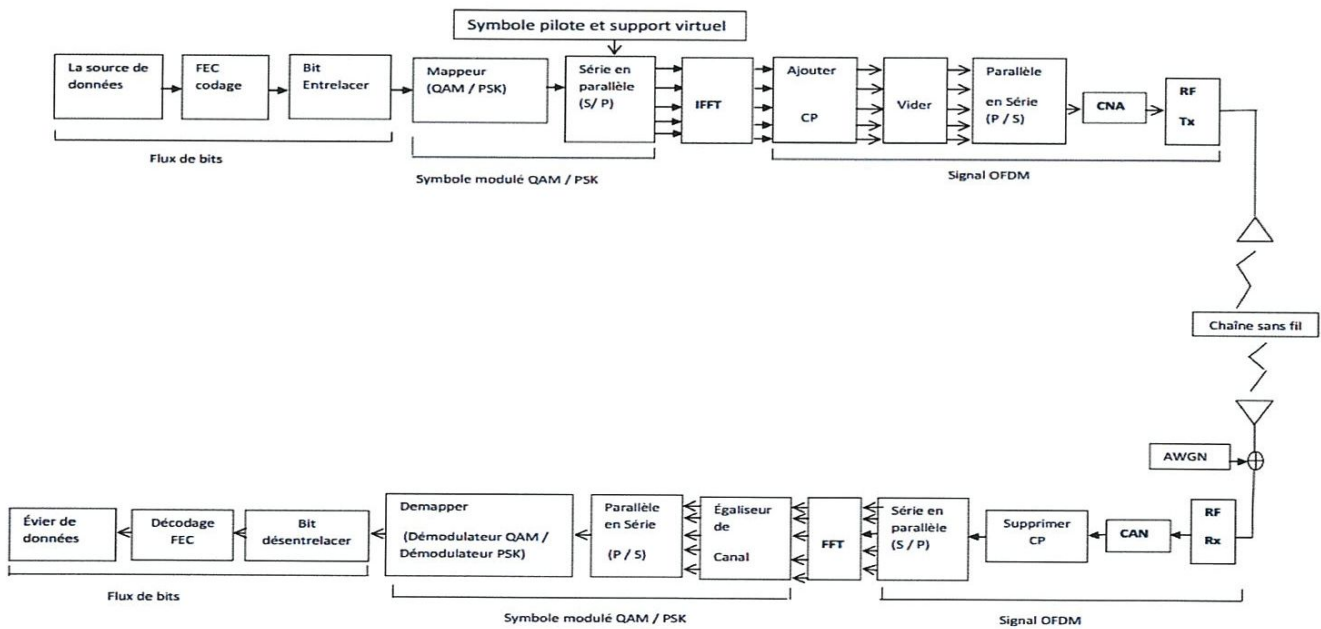


Figure II-5 : Système OFDM [14]

II.2.1 Intervalle de garde

L'insertion d'un intervalle de garde de durée supérieure à l'étalement maximum des retards du canal permet de s'affranchir de l'interférence entre symboles (IES) en absorbant l'interférence provenant des blocs adjacents [19].

Ceci peut néanmoins nuire à l'orthogonalité entre les sous porteuses, par conséquent l'insertion d'un intervalle de garde entre deux symboles OFDM devient essentielle « **Figure II-6** ».

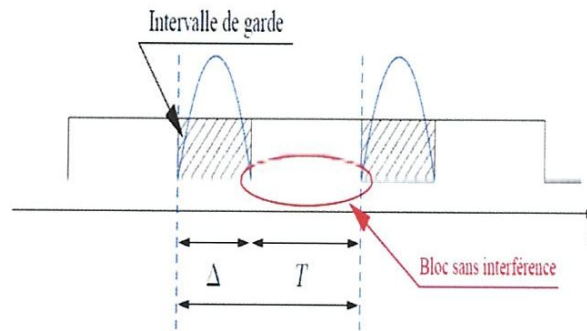


Figure II-6 : Schéma d'intervalle de garde

II.2.2 Préfixe Cyclique (CP)

Le préfixe cyclique consiste à étendre la durée du symbole OFDM en copiant les derniers échantillons du symbole OFDM en amont du symbole [19].

Si T_G est la longueur du CP en termes d'échantillons, alors la durée d'un symbole OFDM devient :
 $T_{\text{sym}} = T_{\text{sub}} + T_G$.

Alors si la longueur de l'intervalle de garde CP est plus longue (ou égale) au retard maximal dû à l'effet multi-trajet du canal, les IES seront complètement absorbées. La **figure II.7** suivante montre les effets IES d'un canal à trajets multiples sur certaines sous-porteuses du symbole OFDM.

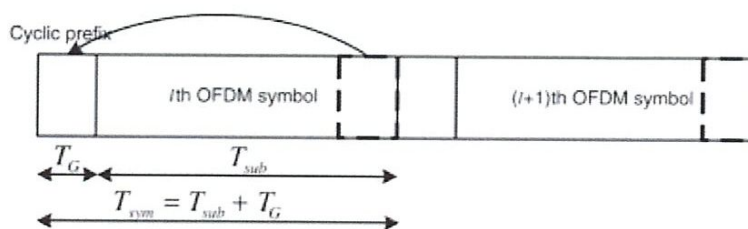


Figure II-7 : Schéma présenté (CP)

II.3 Technique MIMO

Le MIMO est un système utilisant plusieurs antennes pour la transmission comme pour le récepteur.

La Figure II-8 explique la technique du système MIMO.

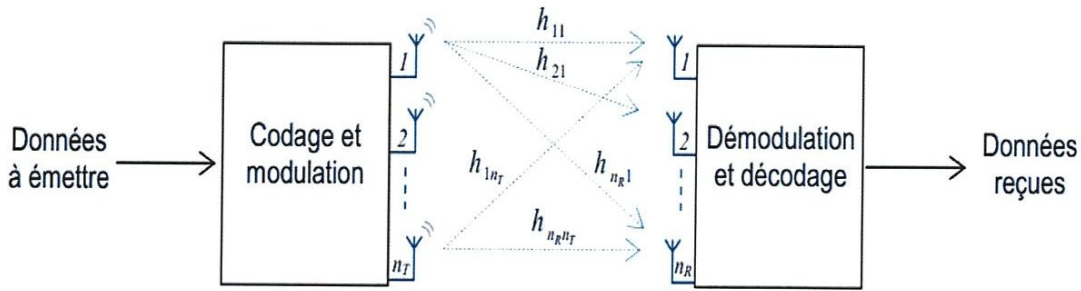


Figure II-8 : Système MIMO a $N_t \times N_r$ antennes

La communication utilisant un système à entrées multiples et sorties multiples (MIMO) permet une efficacité spectrale pour augmenter la puissance d'émission totale donnée. La capacité est augmentée en introduisant des canaux spatiaux supplémentaires qui sont exploités en utilisant le codage spatio-temporel. Plusieurs antennes sont utilisées à la fois du côté de la source (émetteur) et du côté de la destination (récepteur).

Les antennes à chaque extrémité du système de communication sont combinées pour minimiser les erreurs et optimiser la vitesse des données.

Les ondes radio se propageant à travers le canal subissent une dissipation de puissance de transmission et des ombres provoquées par des obstacles sur le parcours de l'émetteur au récepteur qui atténuent la puissance du signal par absorption, réflexion, diffusion et diffraction [20].

Pour obtenir les améliorations de l'efficacité spectrale, nous avons souvent besoin de connaître l'état du canal, qui est représenté par la matrice du canal.

Afin d'étudier le modèle de canal, nous décrivons canal MIMO à un certain temps (n) avec (N_t) nombre d'antennes en émission et (N_r) nombre d'antennes en réception. Le vecteur de symbole transmis est donné par : $x [n] = [X_1 \dots X_{N_t}]$, et le vecteur reçu soit alors :

$$Y = \sum_{i=1}^{N_t} h_i s_i + n \tag{II.8}$$

$$Y = H s + n \tag{II.9}$$

$$Y = [y_1 \dots y_{N_r}]^T, s = [s_1 \dots s_{N_t}]^T \text{ et } n = [n_1 \dots n_{N_r}]^T \tag{II.10}$$

La matrice complexe (H) de canal de dimension ($N_r \times N_t$) est donnée par :

$$H = [h_1, \dots, h_{N_t}] \tag{II.11}$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r 1} & \dots & h_{N_r N_t} \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

Il est à noter que le bruit considéré est un bruit blanc gaussien complexe de moyenne nulle et de matrice de covariance notée R_n , et définie comme suit :

$$R_n = E [nn^H] = \sigma_n^2 I_{M_r} \quad (II.13)$$

II.3.1 Capacité d'un canal MIMO

L'utilité des systèmes MIMO en termes d'augmentation de capacité (débit par seconde par Hertz bits/s/Hz) a été démontrée dès les premières années de recherche [20]. Ceci leur donne un intérêt majeur dans la plupart des applications de communication sans fil. Pour montrer cet intérêt, nous allons calculer la capacité de systèmes MIMO et observer les gains apportés, en termes de débit.

- ✓ La capacité d'un canal est la quantité maximale d'information pouvant transiter à travers le canal par unité de temps.
- ✓ Le maximum de l'information mutuelle moyenne entre l'entrée X et la sortie Y du canal est :

$$C = \max I(N_r; N_t) \quad (II.14)$$

La capacité d'un sous-canal (puissance émise P_T/N) :

$$C_i = \log_2 (1 + P/N |\lambda_i|^2) \quad (II.15)$$

La capacité d'un système MIMO tel que le précédent :

$$C = \sum_{i=1}^m c_i \quad (II.16)$$

$$C = \sum_{i=1}^m \log_2 (1 + P/N |\lambda_i|^2) \quad (II.17)$$

En considérant la matrice de canal définie avec N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception, et en l'absence de connaissance du canal à l'émetteur CSI (Channel State Information), la capacité est exprimée alors comme suit :

$$C_{MIMO} = \log_2 [\det (I_N + \frac{P}{M} H H^H)] \quad (II.18)$$

Où I_{N_r} est la matrice identité de dimension N_r , et P est le SNR moyen sur chaque antenne de réception. Comme dans le MIMO, la matrice de canal est considérée normalisée c'est-à-dire que les éléments de H ont une variance unitaire. A fort SNR, la capacité d'un canal de Rayleigh peut être approximée de la sorte :

$$C \approx \min (N_t, N_r) \log_2 \frac{SNR}{N_t} \quad (II.19)$$

II.3.2 Principe de techniques MIMO

Le schéma de la **Figure II-9** résume le principe du fonctionnement du MIMO

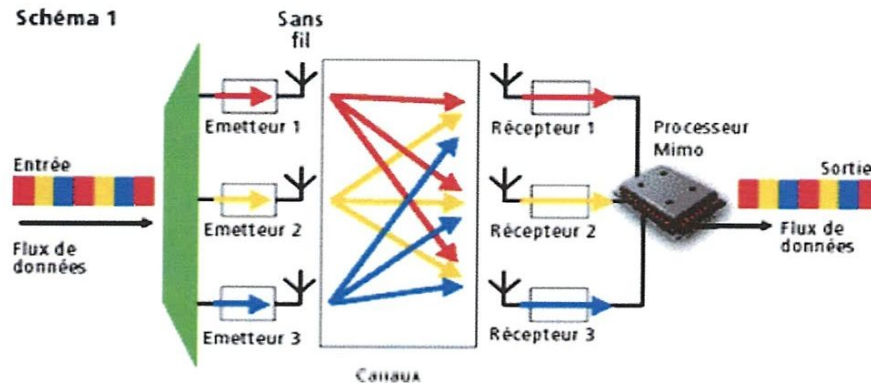


Figure II-9 : Principe de technologie MIMO

II.3.2.1 Utilisation des techniques MIMO

➤ **Le multiplexage par division spatiale SDM (Spatial Division Multiplexing) :**

Le multiplexage SDM peut améliorer le débit de façon significative, car le nombre de données spatiales résultant est plus important. Chaque flux spatial doit disposer de son propre paire d'antennes de transmission/réception à chaque extrémité du lieu radio. Il est important de noter qu'une chaîne de radiofréquences (RF) et qu'un convertisseur analogique-numérique distincts sont nécessaires pour chaque antenne du système MIMO. Les configurations qui nécessitent plus de deux chaînes d'antennes RF doivent être conçues avec attention pour maintenir des coûts peu élevés tout en répondant aux attentes en matière de performances.

Le multiplexage spatial contient une architecture originale proposée par M. Foschini qui vise à augmenter de manière significative la capacité des systèmes par le multiplexage spatial des symboles à émettre [21].

➤ **Le MIMO - Beamforming (formation de faisceau) :**

Le réseau d'antennes MIMO est utilisé pour orienter et contrôler le faisceau d'ondes radio (amplitude et phase du faisceau). On peut ainsi créer des lobes constructifs/destructifs et optimiser une transmission entre l'émetteur et la cible. Les techniques de beamforming permettent à la fois d'étendre une couverture radio (d'une station de base ou d'un point d'accès par exemple) et de limiter les interférences entre utilisateurs et la pollution électromagnétique environnante (en ciblant le récepteur visé) [21].

➤ **Diversité spatiale (augmenter SNR) (Technique utilisé dans notre travail) :**

La diversité spatiale consiste à transmettre simultanément un même message sur différentes antennes à l'émission. Les signaux reçus sur chacune des antennes de réception sont ensuite remis en phase et sommés de façon cohérente (en utilisant un **Combiner**) [22]. Cela permet d'augmenter le rapport SNR (grâce au gain de diversité) de la transmission. Pour que cette technique soit efficace, il faut que les sous canaux MIMO soient complètement décorrélés les uns des autres.

La diversité d'émission est imposée peu à peu par l'idée du déploiement de réseaux d'antennes coté station de base, et non plus coté terminal. Cette technique permet d'envoyer le signal en parallèle sur N_t , N_r sous-canaux avec une superposition des ondes au récepteur créant des interférences.

Chaque antenne de réception reçoit une combinaison pondérée de N_t signaux transmis, la capacité du canal est également augmentée d'un facteur de N_t .

L'émission est également pénalisante par la réception de la puissance sur N_t antennes

$$R_{ST} = N/T = 1 \quad (II.20)$$

Aussi la diversité de réception peut être la solution la plus évidente puisqu'elle consiste à recombinaison les répliques spatiales d'un même signal.

II.3.2.2 Techniques de la diversité spatiale

A. Technique d'émission [22]:

- **Codage spatio-temporel (STC)**

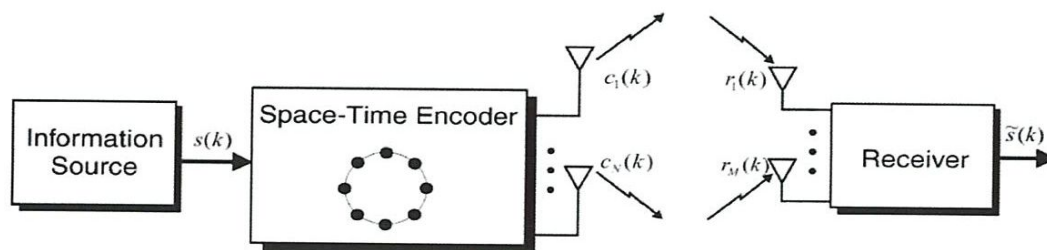
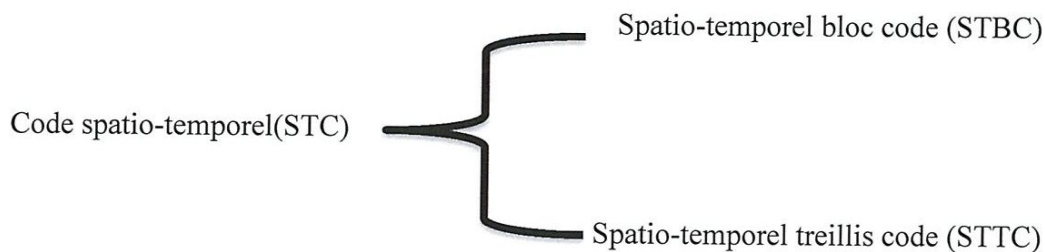


Figure II-10 : Schéma de code spatio-temporel

Le principe du codage spatio-temporel est d'émettre des symboles différents sur chacune des antennes d'émission. On peut alors choisir soit d'utiliser les sous-canaux pour augmenter le débit, soit pour améliorer la robustesse de la liaison.

Le canal spatio-temporel est composé de $N_t \times N_r$ sous-canaux variant temporellement.

Les évanouissements des sous-canaux sont indépendants, les coefficients du canal sont parfaitement estimés. On considère l'analyse du signal sur un bloc de T instants :

$$Y = HX + B \tag{II.21}$$

On suppose que les coefficients du canal sont constants sur la durée d'une trame de T instants et indépendants d'une trame à l'autre.

• **Codage spatio-temporel en bloc STBC :**

○ **Codage Alamouti :**

Le code STBC a été mise en place par M. **Siavash Alamouti**. Il utilise deux symboles consécutifs x_1 et x_2 qui sont représentés par la matrice suivante [15] :

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \tag{II.22}$$

Ceci indique qu'à une première période les symboles de données (x_1, x_2) sont transmis sur les antennes a_1 et a_2 respectivement, ensuite leurs conjuguais ($-x_2^*, x_1^*$) seront transmis dans une deuxième période symbole ci-dessous **Figure II-11** [22].

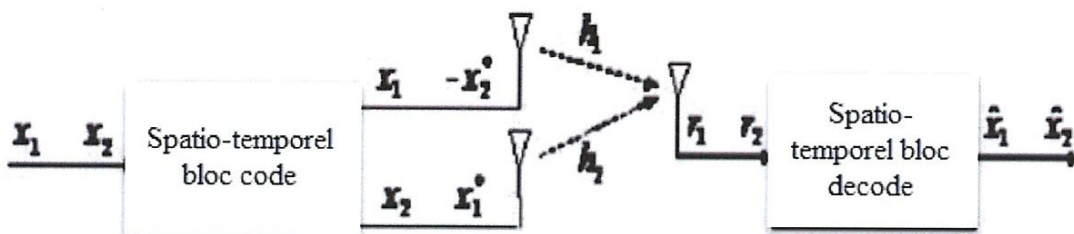


Figure II-11 : Schéma fonctionnel du code Alamouti

Signal reçu 1 : $Y_1 = h_1 x_1 + -h_2 x_2^* + n_1$

Signal reçu 2 : $Y_2 = h_1 x_2 + h_2 x_1^* + n_2$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \tag{II.23}$$

$$Y = XH + N \tag{II.24}$$

Le code d'Alamouti est codage orthogonal complexe permettant d'atteindre la diversité maximale avec un rendement égal $R_{MIMO} = 1$ [15]. Les modulations codées orthogonales maximisent le gain

de diversité spatiale (donc de robustesse) mais n'offrent pas de gain de codage. Elles sont parfaitement adaptées aux applications où la robustesse est recherchée au détriment du débit. Le code d'Alamouti permet d'atteindre la capacité du canal pour un système 2x1.

• **Rapport signal à bruit pour le code d'Alamouti**

$$\begin{aligned}
 Y_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) x_1 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2 \\
 E_s &= E \{ (h_1^* n_1 + h_2^* n_2)^2 \} \\
 &= E \{ (h_1^* n_1 + h_2^* n_2)(h_1^* n_1 + h_2^* n_2)^* \} \\
 &= E \{ (h_1^* n_1 + h_2^* n_2)(h_1 n_1^* + h_2 n_2^*) \} \\
 &= E \{ |h_1|^2 |n_1|^2 + |h_2|^2 |n_2|^2 \} \\
 &= \sigma^2 (|h_1|^2 + |h_2|^2) \\
 SNR &= \frac{E_s (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2)}{2\sigma^2 (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2)} = \frac{E_s (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2)}{2\sigma^2} \tag{11.25}
 \end{aligned}$$

Le code d'Alamouti à deux antennes d'émission a été généralisé par **M. Tarokh** afin d'être appliqué à un nombre d'antennes d'émission plus élevé.

Tarokh a abouti à des codes espace-temps pour trois et quatre antennes d'émission. Cependant ces codes ont l'inconvénient d'avoir un rendement de code R inférieur au rendement unitaire du code d'Alamouti.

Le principe du STBC est d'introduire une redondance d'information entre les deux antennes. Le canal STBC comprend $N_t \times N_r$ sous canaux. Chaque sous canal est un canal à évanouissements plat ; ce qui fait que le STBC augmente la diversité du canal de transmission et donc la robustesse du récepteur.

Cette méthode est très attractive car elle n'exige pas la connaissance de l'état du canal (CSI), même si cela peut réduire la capacité de transmission des données.

Le gain de diversité résultant améliore la fiabilité des liaisons sans fil à évanouissements et améliore la qualité de la transmission.

Il est à noter que ce type de codage n'améliore pas la capacité de transmission linéairement avec le nombre d'éléments utilisés. Ainsi pour améliorer à la fois la capacité et la qualité, du système MIMO nous devons utiliser les deux types de codages à savoir le SDM et le STBC conjointement.

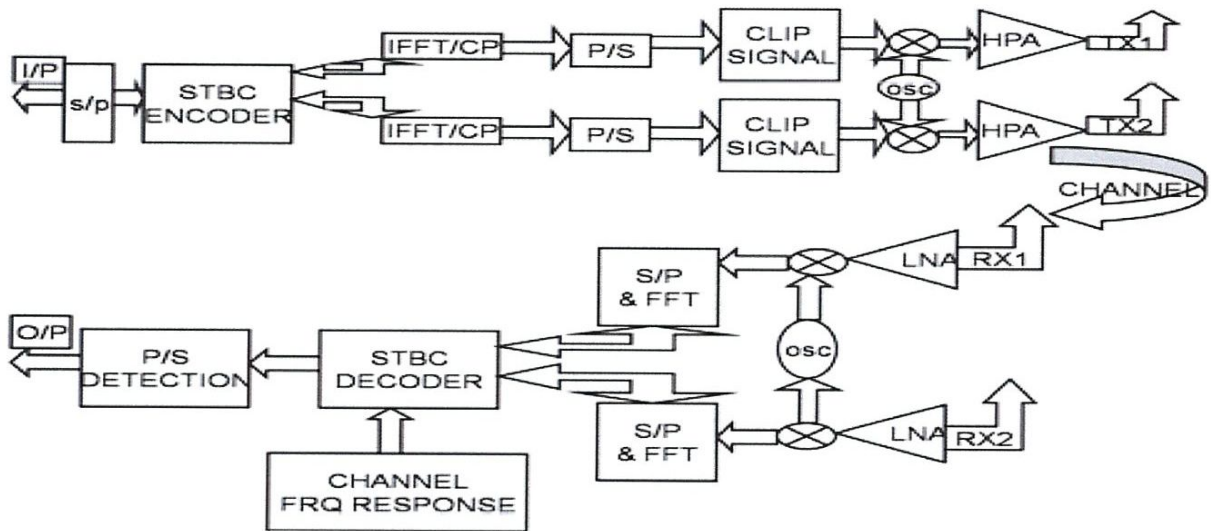


Figure II-12 : Schéma MIMO OFDM STBC ($N_t - 2, N_r - 2$)

$$\begin{bmatrix} y_{t1}^1 \\ y_{t1+T}^1 \\ y_{t1}^2 \\ y_{t1+T}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{12}^* & -h_{11} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{22}^* & -h_{21}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_k^1 \\ n_{k+1}^{1*} \\ n_k^2 \\ n_{k+1}^{2*} \end{bmatrix} \quad (II.26)$$

$$Y_{ii} = HX + n_{ii} \quad (II.27)$$

Donc :

$$Y^{\wedge} = \begin{bmatrix} Y_{t1}^1 \\ Y_{t1+T}^1 \\ Y_{t1}^2 \\ Y_{t1+T}^2 \end{bmatrix} = H^H Y = \begin{bmatrix} H_{11}^* & H_{12} & H_{21}^* & H_{22} \\ H_{12}^* & -H_{11} & H_{22}^* & -H_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{t1}^1 \\ Y_{t1+T}^1 \\ Y_{t1}^2 \\ Y_{t1+T}^2 \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

Un rendement :

$$R = N . T \quad (II.29)$$

B. Technique réception :

Dans le cas de la diversité en réception, les variantes du signal émis dont les fluctuations sont décorréélées, seront combinées à la réception, de telle manière que l'évanouissement du signal résultant est réduit. La plupart des techniques de combinaison sont linéaires. Nous pouvons citer :

- Combinaison par commutation,
- Combinaison par sélection (SC),

- Combinaison par gain égal (EGC),
- Combinaison par rapport maximal (MRC).

Grâce à ces différentes techniques de combinaison, nous pouvons combiner les signaux pour obtenir un signal sans évanouissements. Il existe notamment des techniques de combinaisons linéaires plus ou moins complexes mais on s'intéresse qu'aux deux méthodes les plus utilisées **Combinaison par rapport maximal (MRC) et Combinaison par sélection (SC)**. Ces deux méthodes permettent de récupérer un bon signal avec un niveau moyen.

La sortie du combineur n'est qu'une somme pondérée des différentes branches réceptrices comme le montre la figure II-13 ci-dessous :

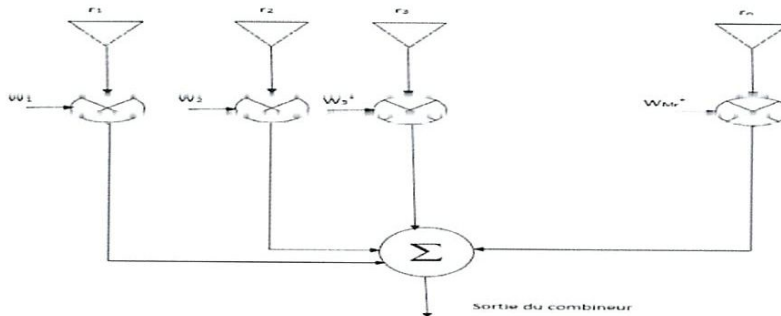


Figure II-13 : Schéma illustrant la combinaison on générale

La **Figure II-13** montre de façon générale la combinaison des signaux reçus par le système. Le signal combiné de sortie $y(t)$ est donné par :

$$Y(t) = \sum_{n=1}^N w_n^* r_n(t) \tag{II.30}$$

Avec :

$$r_n(t) = v_n(t)s(t) + b_n(t) \tag{II.31}$$

Où N est le nombre d'antennes (ou branches) réceptrices dans le système, w_n^* est le conjugué du coefficient de pondération, $r_n(t)$ est le signal plus le bruit à la réception, $v_n(t)$ est la réponse du canal, $s(t)$ est le signal transmis, $b_n(t)$ est le bruit à la $n^{\text{ième}}$ branche du système. En forme matricielle nous obtenons :

$$Y(t) = w^H r(t) \tag{II.32}$$

$$r(t) = v(t)s(t) + b(t) \tag{II.33}$$

Où :

$$\begin{aligned} r &= [r_1 \quad r_2 \quad \dots \quad r_n]^T \\ v(t) &= [v_1(t) \quad v_2(t) \quad \dots \quad V_n(t)]^T \end{aligned} \tag{II.34}$$

$$b(t) = [b_1(t) \quad b_2(t) \quad \dots \quad b_n(t)]^T$$

Ci-dessous un résumé détaillé sur les deux techniques de combinaison (MRC et SC) que nous avons utilisé dans notre projet.

- **Combinaison par sélection (SC) :**

Le choix de cette technique est utilisé à cause de sa simplicité. Il rassemble par sélection avec la technique de conversion à l'exception des récepteurs requis. Il consiste à sélectionner le signal ayant le rapport SNR maximum ou le meilleur ou le plus élevé entre tous les signaux à SNR indépendants qui atteignent les récepteurs. Mais il a le problème d'interférence car nous pouvons obtenir un signal au niveau du récepteur à un débit plus élevé mais plus d'interférences [22,23]. Les coefficients de pondération sont les suivants :

$$W_n = \begin{cases} 1 & \text{pour } n = k \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

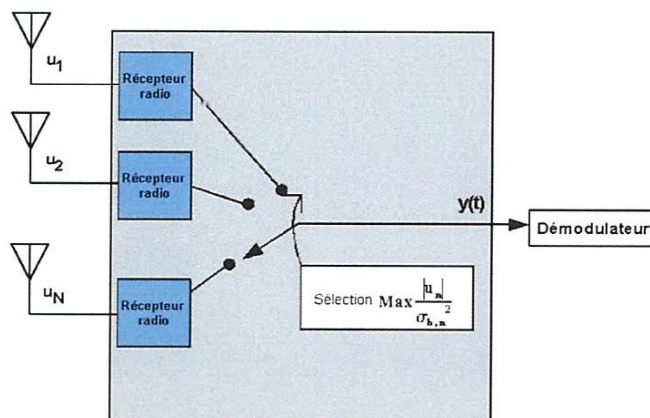


Figure II-14: Combinaison par sélection (SC)

- **Combinaison par rapport maximal (MRC) :**

Cette technique nécessite une synchronisation de toutes les M branches, et de les pondérer proportionnellement au niveau du signal avant leurs sommations. Dans la technique MRC, un coefficient de pondération w_i est appliqué sur chaque branche avant que tous les signaux ne soient combinés, ainsi pour maximiser le signal à la sortie du combineur, une branche avec un SNR élevé, donnera un coefficient de pondération élevé ce qui permettra de choisir les signaux à combiner. Le rapport signal sur bruit (SNR) est γ . La Figure II-15 montre la combinaison par rapport maximal (MRC) [22,23].

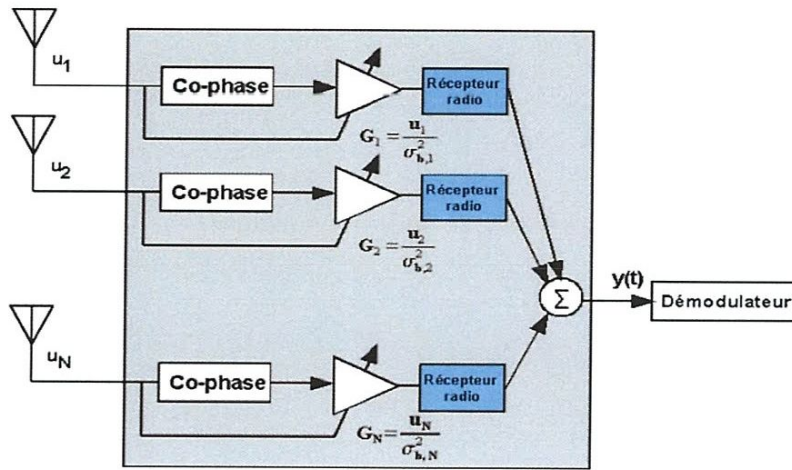


Figure II-15 : Combinaison par rapport maximal (MRC)

Pour déterminer le Beamformer on sélectionne d'une manière à maximiser le SNR :

On sait que :

$$\begin{aligned}
 Y &= W^H r \\
 &= W^H (h_s + n) \\
 &= W^H h_s + W^H n
 \end{aligned}
 \tag{II.35}$$

Le SNR à la sortie du combineur s'exprime alors par :

$$\gamma = \frac{|W^H h|^2 \times p}{E[|W^H n|^2]}
 \tag{II.36}$$

Avec

La puissance du bruit dans le dénominateur est donnée par :

$$\begin{aligned}
 P_n &= E[|W^H n|^2] \\
 &= \sigma_n^2 |W|^2
 \end{aligned}
 \tag{II.37}$$

Donc :

$$\gamma = \frac{|W^H h|^2 \times p}{\sigma^2 |W|^2}
 \tag{II.38}$$

En utilisant l'inégalité de **Cauchy-Schwartz** en aura :

$$\frac{|W^H h|^2 \times p}{\sigma^2 |W|^2} \leq \frac{|W|^2 |h|^2 \times p}{\sigma^2 |W|^2}
 \tag{II.39}$$

Pour avoir l'égalité, c'est de maximiser le SNR :

$$W = h
 \tag{II.40}$$

II.4 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons donné un aperçu sur les principes des systèmes OFDM, MIMO et le codage STBC.

L'OFDM est utilisée pour la transmission à haut débit sur des fréquences radio dans des environnements à trajets multiples. L'information est répartie en petits blocs de données qui sont chacun affectés à des porteurs orthogonaux. L'avantage de ce processus est de pouvoir récupérer l'information transmise même si plusieurs échos ont affecté la transmission radio.

D'un côté, le MIMO apporte de réelles améliorations en termes de débit et de portée. Cette technique profite de l'environnement multi-trajets du fait qu'elle permet de recevoir plus de signaux et permet d'envoyer plus de données.

Un aperçu a été donné sur le codage STBC mis en place par M. Alamouti et développé par M. Tarokh qui permet d'émettre des symboles différents sur chacune des antennes d'émission et réception et cela permet d'augmenter le débit à travers la technique MIMO.



Chapitre III
Simulation et
performances du system
MIMO-OFDM STBC



III-1 Introduction

Les communications radio sont confrontées à des ressources spectrales limitées, les systèmes de communication fiables à haut débit ont suscité un intérêt particulier et posé un défi de recherche substantiel avec des besoins croissants en données, ces derniers temps [25].

Le système combiné (MIMO-OFDM) a adopté une grande popularité pour sa capacité de transmission à haut débit et sa robustesse contre l'affaiblissement par trajets multiples et d'autres dégradations liées au canal.

Dans ce chapitre, notre objectif est de développer et améliorer la fiabilité de la transmission de données sur les systèmes MIMO (Multi Input Multi Output) utilisant la diversité spatiale et donc le gain de multiplexage en utilisant des antennes spatialement séparées dans une diffusion par trajets multiples [26].

Dans les systèmes à large bande, les codes de blocs spatio-temporels STBC ont été utilisés avec l'OFDM en implémentant un bloc STBC à côté du bloc OFDM dans une structure communément appelée ST-OFDM [31].

L'utilisation d'un algorithme qu'on a appelé STBC-MIMO-OFDM, ainsi que l'évaluation de sa performance en termes de BER sont proposés dans la suite du chapitre.

III-2 Système MIMO-OFDM

Les systèmes MIMO-OFDM sont des principaux axes de développement pour augmenter les débits des communications radio sans fil, nous assistons à un très rapide développement de cette technologie avec des applications déjà envisagées dans les communications radio sans fil de 4^{ème} Génération. En effet, l'utilisation de l'OFDM au niveau de l'émetteur et récepteur implémentée sur une architecture MIMO permet d'augmenter le gain de diversité.

Un système basé sur OFDM fournit effectivement de nombreux canaux à bandes étroites parallèles. La **figure III.1** suivante montre le schéma bloc d'un système MIMO-OFDM.

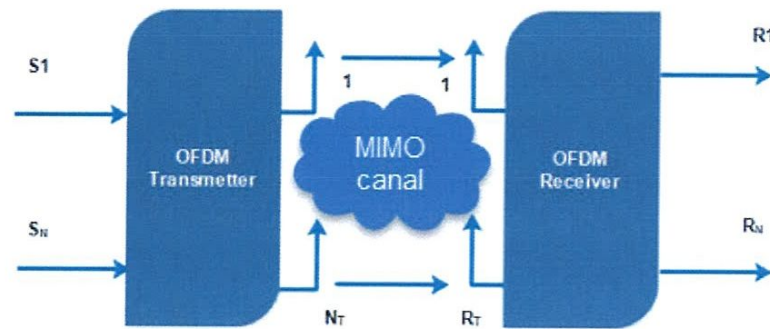


Figure III-1 : Système MIMO-OFDM

Les systèmes MIMO OFDM exploitent au maximum la diversité spatiale et fréquentielle pour améliorer les performances de communication. Le codage est effectué sur les sous-porteuses OFDM (domaine fréquentiel) plutôt que sur des symboles OFDM (domaine temporel).

Les deux systèmes associés fournissent la possibilité d'avoir des débits de données très élevés et une haute performance sur les différents canaux difficiles qui peuvent être sélectifs dans le temps et en fréquence. Ce système se base sur les antennes d'émission (Tx) et de réception (Rx)[13], prend en charge la transformation FFT 64,128...512 points, ainsi que l'utilisation d'un canal de Rayleigh et des techniques de modulation MQAM, BPSK, QPSK..... etc.

Ci-dessous **Figure III-2** Explicatif du fonctionnement du transmetteur MIMO-OFDM émetteur et récepteur [25].

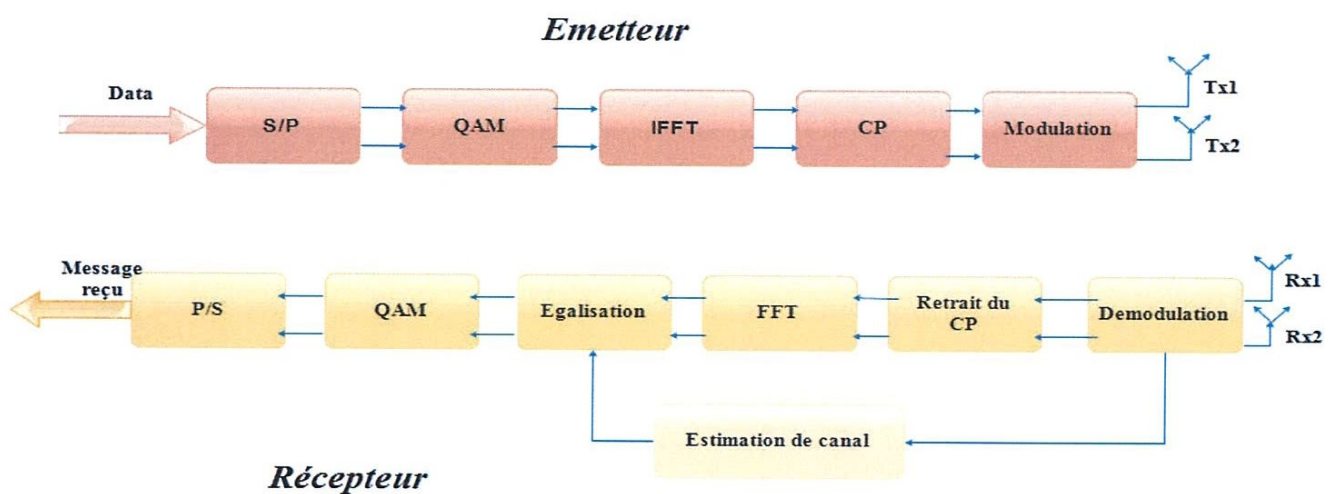


Figure III-2 : Transmetteurs MIMO-OFDM

Les opérations qui se déroulent dans un transmetteur MIMO-OFDM sont résumées dans les étapes suivantes [24,25] :

1. Lire chaque séquence de 'm' bit d'un symbole complexe donné de taille 2^m , et la faire passer à travers le modulateur numérique.
2. Les symboles complexes sont par la suite répartis afin qu'ils soient transmis sur les 'Nt' antennes de transmission (le bloc S/P). Le système MIMO étudié considère la modulation OFDM, nous disposons à l'entrée du canal de $N_t \times N$ ('N' représente le nombre de sous-porteuse pour le OFDM). L'utilisation d'un modulateur est une solution pour profiter des ressources en espace-temps et espace-fréquence.
3. Les symboles passent ensuite à travers le modulateur OFDM avant d'être filtrés par un filtre limiteur de bande.
4. Le signal résultant est transmis à travers les canaux, où il se trouve confronté par les conditions du milieu de propagation (effets du canal radio).
5. A la réception, le récepteur à 'Nr' antennes est constitué d'un filtre adapté au filtre limiteur de bande utilisé en émission, d'un décodeur espace-temps, d'un démodulateur OFDM et d'un démodulateur numérique.

III.3 Association MIMO-OFDM

Dans ce chapitre nous allons expliquer le principe de la transmission des signaux dans le système MIMO-OFDM, et la combinaison entre MIMO et OFDM. L'association du système MIMO avec l'OFDM permet d'augmenter la capacité des systèmes de communication et de résister contre les phénomènes de trajets multiples [24]. En effet, cela résulte en une diversité à la fois temporelle, fréquentielle et spatiale minimisant la possibilité d'évanouissement de plusieurs canaux indépendants [26].

Les données binaires sont regroupées en fonction du type de modulation (QPSK) et mappées sur différentes sous-porteuses en fonction du codage à utiliser. Ensuite, le canal MIMO-OFDM est modélisé par un vecteur de taille 'N' et une matrice 'H' de taille $(N_t \times N_r)$, soit \mathbf{X}_k^i le symbole de chaque matrice correspondant à la réponse du canal pour la fréquence de la k-ième sous-porteuse de l'antenne \mathbf{T}_x^i (d'émission).

De plus, on pose \mathbf{h}^{ij} le l-ième coefficient de la réponse impulsionnelle du canal reliant l'antenne \mathbf{T}_x^i (d'émission) à \mathbf{R}_x^j (de réception), le signal reçu dans le domaine temporel par l'antenne de réception \mathbf{R}_x^j pris en entrée du démodulateur OFDM peut avoir l'expression ci-après, au temps de transmission du n^{ième} symbole l'OFDM [31,32].

$$Y_j(n) = \sum_{i=0}^{N_t} H_{ij}(n)X_i(n) + W_j(n) \quad (III.1)$$

Avec

$$H_{ij} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1Nt} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{Nr1} & \cdots & h_{NrNt} \end{bmatrix} \quad (III.2)$$

Où

$$\hat{H}_{ij} = \text{diag}(H_{ij}) \quad (III.3)$$

\hat{H}_{ij} est la matrice diagonale des éléments diagonale obtenus à partir de (III.2).

$W_j(n)$ est le vecteur décrivant le bruit (blanc gaussien) à l'antenne de réception avec la variance équivalente σ_j^2 à chaque temps d'échantillonnage, et \hat{H}_{ij} est la matrice du canal. La matrice de canal peut être exprimée comme suit :

$$H_{ij} = \text{DFT}(h_{ij}) = [H_{ij}(0), \dots, H_{ij}(k-1)]_k^1 \quad (III.4)$$

Ensuite, le modèle du système peut être écrit sous forme matricielle comme suit :

$$Y(n) = \hat{H}_{ij}X(n) + W(n) \quad (III.5)$$

Une autre représentation sera :

$$\begin{pmatrix} Y_1(n) \\ \vdots \\ Y_N(n) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1Nt} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{Nr1} & \cdots & h_{NrNt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} X_1(n) \\ \vdots \\ X_N(n) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} W_1(n) \\ \vdots \\ W_N(n) \end{pmatrix} \quad (III.6)$$

La figure ci-dessous nous montre clairement l'intérêt de l'association MIMO-OFDM en termes de BER en fonction de SNR et ainsi l'amélioration de la qualité de transmission. Ces résultats de simulation ont été obtenus dans un environnement de programmation MATLAB version 2018[24].

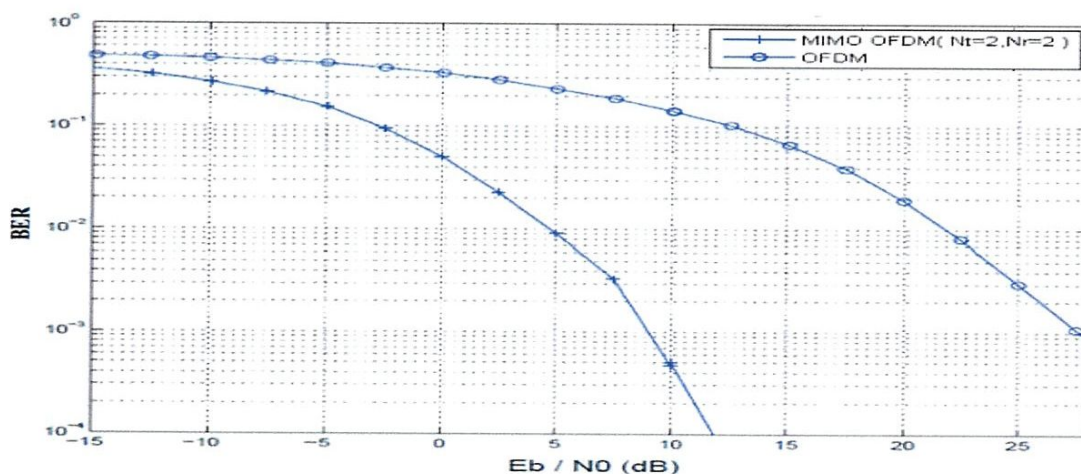


Figure III-3 : Performance BER vs SNR du système MIMO-OFDM [24]

III.4 Technique de réception système MIMO-OFDM (égalisation)

Dans le chapitre I et chapitre II précédents nous avons détaillé la technique d'égalisation et nous avons vu les systèmes **MIMO-OFDM** d'une manière succincte.

Commençons par décrire les différentes techniques d'égalisation étudiées, et rappelons l'équation de transmission vu dans le chapitre I.

III.4.1 Zéro forcing (ZF)

La technique ZF offre la solution la *plus simple* et la plus facile à mettre en place, il s'agit d'une technique d'égalisation linéaire non adaptative. Cette technique peut s'expliquer par le fait que le critère ZF annule certes les interférences intracellulaires, mais amplifie, en revanche, les interférences et le bruit au niveau des cellules adjacentes [28]. Si vous lui donnez un signal reçu multiplié par le canal, alors nous pouvons récupérer le signal d'origine en multipliant par le signal reçu inversé du canal. Alors nous déterminons la matrice ' W ' qui permet de trouver l'estimation ' y ' du signal transmit ' x ' [28].

$$y_1 = h_{11}x_1 + h_{12}x_2 = [h_{11} \ h_{12}] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + n_1 \quad (III.7)$$

$$y_2 = h_{21}x_1 + h_{22}x_2 = [h_{21} \ h_{22}] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + n_2 \quad (III.8)$$

Les équations ci-dessus peuvent être représentées en notation matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

Donc

$$Y = Hx + n \quad (III.10)$$

Nous devons trouver une matrice ' w ' qui satisfait la condition :

$$WH = Y \quad (III.11)$$

Le détecteur linéaire (ZF) est donné par :

$$W = (H^H H)^{-1} H^H \quad (III.12)$$

Cette matrice est également connue sous le nom de 'pseudo-inverse' (Toeplitz):

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1}^* & h_{2,1}^* \\ h_{1,2}^* & h_{2,2}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 & h_{1,1}^* h_{1,2} + h_{2,1}^* h_{2,2} \\ h_{1,2}^* h_{1,1} + h_{2,2}^* h_{2,1} & |h_{1,2}|^2 + |h_{2,2}|^2 \end{bmatrix} \quad (III.13)$$

III.4.2 Minimum Mean-Squared Error (MMSE)

Cette technique a été présentée dans le Chapitre I, il se base sur la technique d'égalisation ZF, elle est linéaire et non adaptative.

A la suite de ce que nous avons vu, nous pouvons conclure d'une façon logique, que nous pouvons améliorer la technique ZF en prenant en compte l'effet du bruit. C'est exactement ce que fait la technique MMSE qui est basée sur la minimisation de l'erreur quadratique.

Nous trouvons un ' W ' qui permet une estimation correcte conforme à l'équation (III.10). Le MMSE vise à accomplir cela en minimisant l'erreur quadratique moyenne (mean-squared-error ; MSE), qui est donnée par l'expression suivante [28] :

$$MSE = E \{ [W_y - x] [W_y - x]^H \} \quad (III.14)$$

Pour procéder à la minimisation de l'erreur, nous devons tenir compte de l'intégration du bruit de l'équation suivante :

$$W = [H^H H + N_0 I]^{-1} H^H \quad (III.15)$$

III.5 Système STBC MIMO-OFDM

Dans le système STBC MIMO-OFDM qui est l'objet principal dans notre projet, permet la transformation des symboles de données vers des groupes parallèles de chaque symbole. Ces groupes sont codés selon la règle de codage STBC et transmis sur les canaux de symbole OFDM [dd], cela permet la combinaison du STBC avec un taux de 2x2 pour deux antennes d'émission avec OFDM comme défini dans la **Figure III-4**

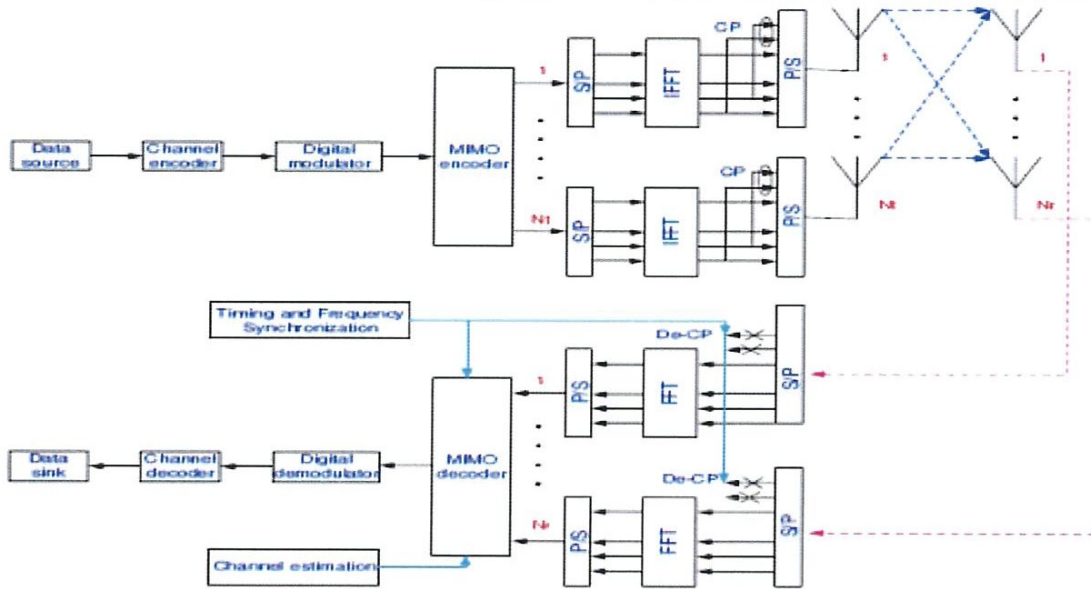


Figure III-4 : Système MIMO-STBC-OFDM 2x2

Le system OFDM codé par codage Alamouti STBC se compose de :

- Deux utilisateurs avec deux antennes d'émission et deux antennes de réception présentée sur la **Figure III-4**.
- Deux canaux MIMO qui se situent entre les deux antennes d'émission et réception sont supposés être sélectifs en temps et en fréquence, et ils ont tous les deux un maximum de retard dans le canal qui est supposé inférieur au préfixe cyclique (CP).

Supposons que le système OFDM possède 'N' sous-porteuses dont ' N_A ' sont actifs.

Les sous-porteuses restantes $N_v = N - N_A$ sont utilisées comme bandes de fréquences de garde, avec des porteuses $N_v / 2$ aux deux extrémités de la bande spectrale.

Les bits dans l'émetteur sont regroupés et affectés à des symboles complexes, puisque nous supposons que le retard de propagation dans le canal est plus petit que la longueur CP.

Après, au niveau de l'antenne réceptrice il y aura suppression du CP, ce qui donne un ensemble de symboles de données avec une puissance σ^2 [29,30].

On peut voir les deux symboles OFDM qui sont constituer en un mot de code Alamouti STBC [13].

Le code STBC sera présenté on utilisant une matrice de code G2, c'est-dire que chaque antenne du systèmes STBC-OFDM est alimentée par un flux de données transmis sur $N_t = 2$ symboles OFDM.

$$\text{STBC} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Durant la première période symbole OFDM on transmet les signaux S_1 et S_2 sur les antennes d'émission 1 et 2 respectivement, ensuite, la transmission des conjuguais $-S_2^*$ et S_1^* sur les antennes d'émission 1 et 2 pendant la deuxième période de symbole OFDM.

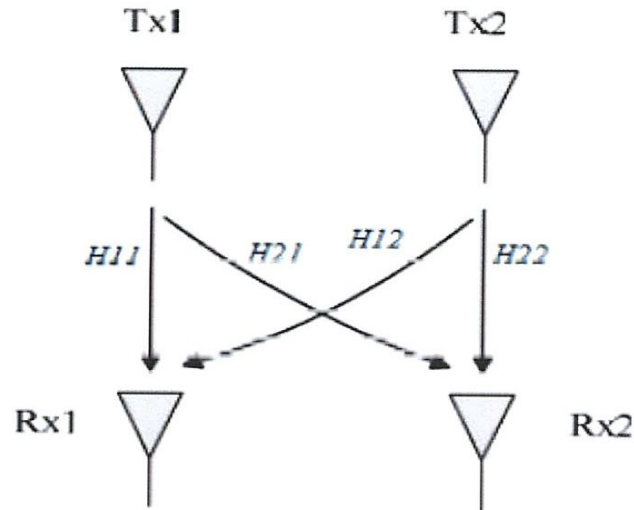


Figure III-5 : Schéma de diversité 2Tx/2Rx

L'opération IFFT convertit le signal de domaine fréquentiel en un signal de domaine temporel. Après l'opération de la conversion parallèle/série. Ensuite le CP est ajouté. L'ensemble est envoyé simultanément aux deux antennes d'émission.

Au niveau du récepteur, les deux antennes de réception reçoivent les signaux émis, et retiré le CP, cela pour avoir les deux périodes du symbole OFDM exacte.

Après avoir donné un aperçu sur les matrices Alamouti STBC dans le chapitre II, nous allons les utiliser dans notre cas particulier [30] :

L'équation du système devient :

$$Y = Hs + n \quad (III.17)$$

Où

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \quad (III.18)$$

Donc, d'après l'équation (III.18) les deux signaux OFDM consécutifs peuvent être écrites comme suit [30] :

$$y_1 = H_{11}F^H s_1 + H_{12}F^H s_2 + w_1 \quad (III.19)$$

$$y_2 = -H_{21}F^H s_2^* + H_{22}F^H s_1^* + w_2$$

'H' est la matrice de canal et 'w' est un bruit blanc gaussien.

Pour une antenne à deux émissions STBC-OFDM, les vecteurs $S_1(n)$ et $S_1(n+1)$ sont émis alternativement à partir de l'antenne 1. Conjointement, $S_2(n)$ et $S_2(n+1)$ sont émis de la même manière depuis l'antenne 2. Chaque vecteur est composé de symboles codés selon les règles STBC.

La figure III-6 montre l'organisation des données par le temps et la fréquence, en supposant $h_{i,j,k}(n) = h_{i,j,k}(n+1)$ l'équation reçue à la sortie de la FFT. Pour le cas de deux antennes d'émission et réception peut être exprimée comme [34] :-

$$R_j(n) = \sum_{j=1}^N H_{1,j}(n) S_1(n) + H_{2,j}(n) S_2(n) + N_j(n)$$

$$R_j(n+1) = \sum_{j=1}^N H_{1,j}(n+1) S_1(n+1) + H_{2,j}(n+1) S_2(n+1) + N_j(n+1) \quad (III.20)$$

$$= \sum_{j=1}^N -H_{1,j}(n) S_2^*(n) + H_{2,j}(n) S_1^*(n) + N_j(n+1)$$

La $R_j(n)$, $S_1(n)$ et $N_j(n)$ sont : -les symboles reçus, les symboles vectoriels transmis et l'échantillon gaussien de bruit ; ou $[n]$ est un symbole de OFDM et $[j]$ l'antenne de réception.

Aussi $S_1(n)$ et $S_2(n)$ sont les vecteurs de données après le fonctionnement série/parallèle aux antennes d'émission 1 et 2, et les données pour les symboles OFDM $[n]$ et $[n+1]$ par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} S_1(n) &= [s_0, s_2, s_4, \dots, s_{2k}, \dots, s_{2N-4}, s_{2N-2}]^T \\ S_2(n) &= [s_1, s_3, s_5, \dots, s_{2k+1}, \dots, s_{2N-3}, s_{2N-1}]^T \\ S_1(n+1) &= [-s_1^*, -s_3^*, -s_5^*, \dots, -s_{2k+1}^*, \dots, -s_{2N-3}^*, -s_{2N-1}^*]^T = -S_2^*(n) \\ S_2(n+1) &= [s_0^*, s_2^*, s_4^*, \dots, s_{2k}^*, \dots, s_{2N-4}^*, s_{2N-2}^*]^T = S_1^*(n) \end{aligned} \quad (III.21)$$

Avec

$k = 0, 1, \dots, N-1$ and $[n]$ représenté les symboles OFDM.

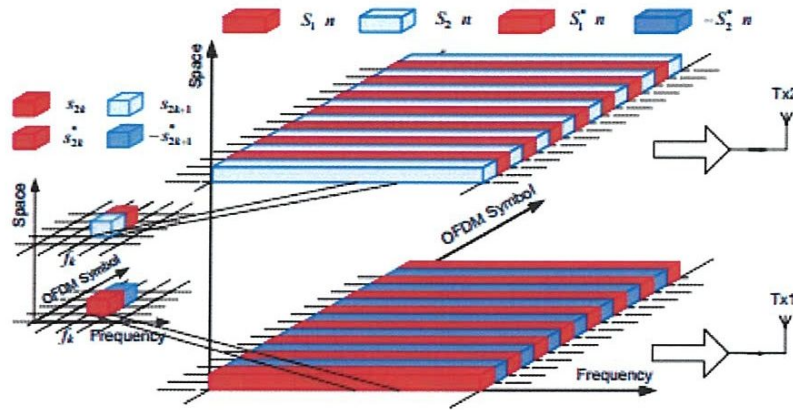


Figure III-6 : Organisation de symbole d'un STBC-OFDM [34]

La figure III-6 et l'équation III.21, on peut voir qu'au symbole $[n]$ OFDM, s_{2k} et s_{2k+1} sont transmis simultanément à la sous-porteuse k de l'antenne 1 et 2 respectivement. Dans le deuxième symbole $[n+1]$ l'OFDM à la même sous-porteuse k , $-s_{2k+1}^*$ est émise depuis l'antenne 1, alors que simultanément, s_{2k}^* est émise à l'antenne 2.

Au niveau du récepteur, le signal est d'abord démodulé par un démodulateur l'1"1' et les données sont récupérées par le décodeur de temps spatial.

Pour le système a une seule porteuse, on peut en déduire ce qui suit pour les systèmes à porteuses multiples [34] : -

$$\begin{aligned}
 \hat{S}_{1k}(n) &= \sum_{j=1}^N (H_{1jk}(n)R_{1jk}(n) + H_{2jk}(n)H_{jk}(n+1)) \\
 \hat{S}_{2k} &= \sum_{j=1}^N (h_{1,j,k}^* r_{j,2k} + h_{2,j,k} r_{j,2k+1}^*) \\
 \hat{S}_{2k}(n) &= \sum_{j=1}^N (H_{2,j,k}^*(n)R_{j,k}(n) + H_{1,j,k}(n)H_{j,k}^*(n+1)) \\
 \hat{S}_{2k+1} &= \sum_{j=1}^N (h_{2,j,k}^* r_{j,2k} - h_{1,j,k} r_{j,2k+1}^*)
 \end{aligned}
 \tag{III.22}$$

Avec

$K=1,2,\dots,N$: représenté le nombre de symbole .

j : représenté l'antenne reçu .

\hat{S}_{ik} et $\hat{S}_{2k}, \hat{S}_{2k+1}$: représenté le signal et les symboles décodés respectivement.

III.5.1 Egaliseurs

Lorsque les signaux passent à travers le canal, le bruit modifie la caractéristique du signal et le dégrade. Dans ce cas nous avons besoin d'appliquer la technique d'égalisation pour ramener le signal à ses caractéristiques originales [29].

Le schéma fonctionnel de base du circuit d'égalisation et de la structure d'égalisation se trouve dans les figures III-7 & III-8 :

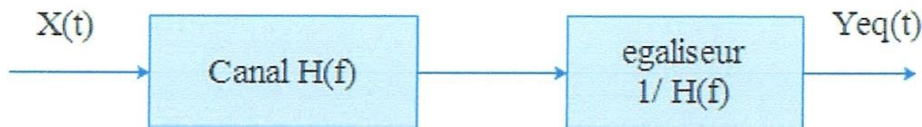


Figure III-7 :Principe de base de l'égalisation[29]

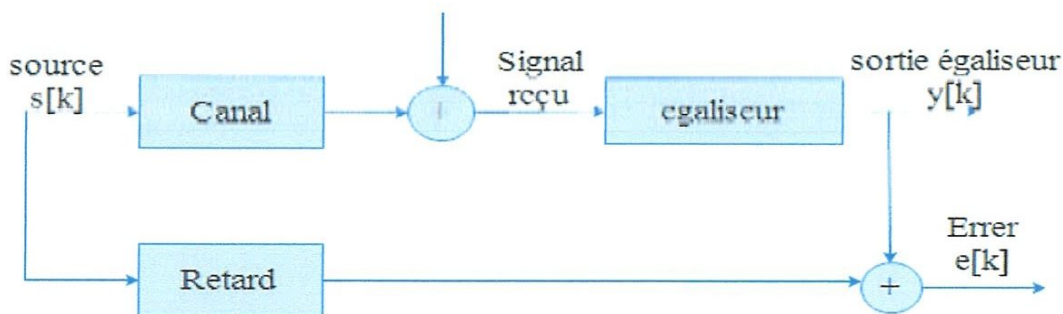


Figure III-8 :Structure de l'égaliseur[29]

III.6 Résultats de Simulations

La première partie de simulation met en évidence l'égalisation ZF & MMSE avec le system MIMO-OFDM, toutes les courbes de simulation ont été tracées en précisant les paramètres de simulation indiquées dans la table III-1 ci-après.

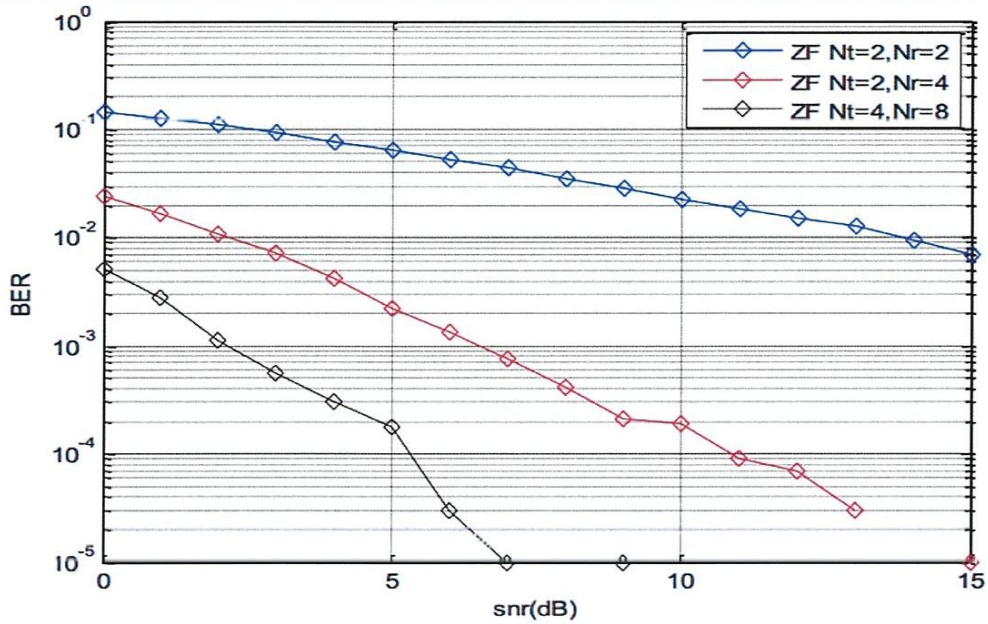


Figure III-9 : Performance du ZF pour MIMO OFDM

L'égaliseur ZF supprime tous les IES et il est idéal uniquement lorsque le canal est sans bruit. Dans le cas de présence de bruit, l'égaliseur va amplifier le bruit grandement où la réponse du canal H dispose d'une faible amplitude dans la tentative d'inverser le canal complètement. La **figure III-9** montre que le TEB diminue pour des SNR croissant et aussi en fonction du nombre d'antennes.

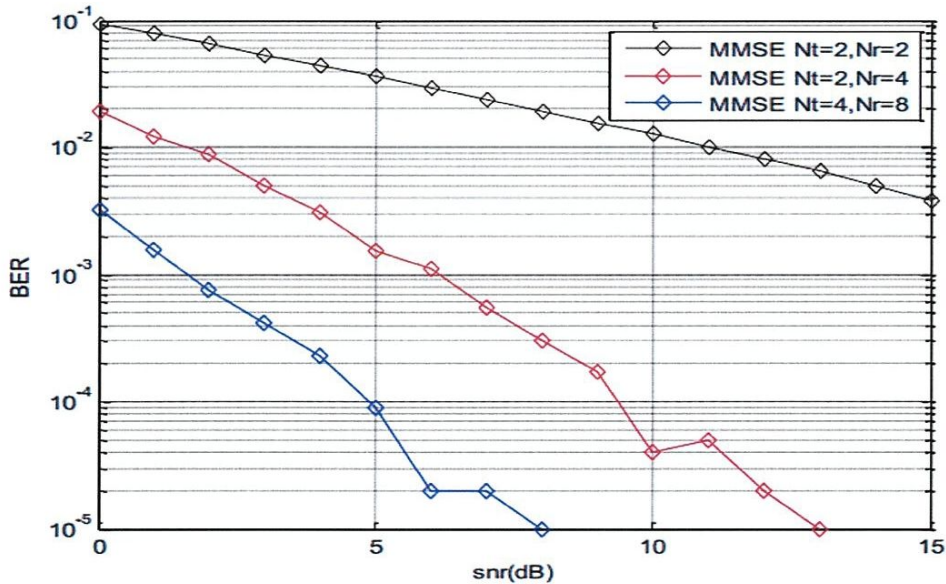


Figure III-10 : Performance du MMSE pour MIMO-OFDM

Le MMSE est un égaliseur plus équilibré, il n'élimine pas complètement l'IES, mais plutôt minimise la puissance du bruit et des composant d'IES dans la sortie. Dans la **figure III-10**, le BER est

minimisé à mesure que le nombre d'antennes réceptrices est plus grand que celui des émettrices ; il est de 10^{-5} à 13 dB pour ($N_t=2$, $N_r=4$), et à 8 dB seulement pour ($N_t=4$, $N_r=8$).

Le résultat de simulation de notre schéma bloc MIMO-STBC-OFDM (**Figure III-4**) se résume comme suit :

- Le système de bloc est divisé en deux sections principales, à savoir l'émetteur et le récepteur,
- Les paramètres utilisés dans ce système MIMO-STBC-OFDM sont donnés dans le tableau suivant.

Paramètres du système	Caractéristique
MIMO	2x2 antennes
Antenne OFDM (émission/réception)	1
Modulation	QPSK
Bruit	AWGN
Modèle de canal adopté	Rayleigh
IFFT/FFT	128
Longueur du préfixe cyclique (CP)	16
Décoder	ZF
Nombre des porteuses de la bande de garde	2 X 1
Pilot Carrier Indices	6 X 1
Nombre des symboles	1

Tableau III.1: Paramètres de simulation pour le système MIMO-OFDM

La deuxième partie de simulation met en évidence le système MIMO-OFDM avec le codage STBC

Le but de ces simulations est d'évaluer les performances du système MIMO-OFDM dans différents architecteurs STBC (2x1 2x2 2x4 4x1 et 4x2 4x4) à travers la caractérisation des niveaux de BER (Bit Error Rate) en fonction du SNR (Rapport Signal sur Bruit).

Dans la figure III-11, nous représentons le BER d'un système MIMO-OFDM sans codage STBC pour deux canaux types, le canal AWGN et le canal à distribution de Rayleigh.

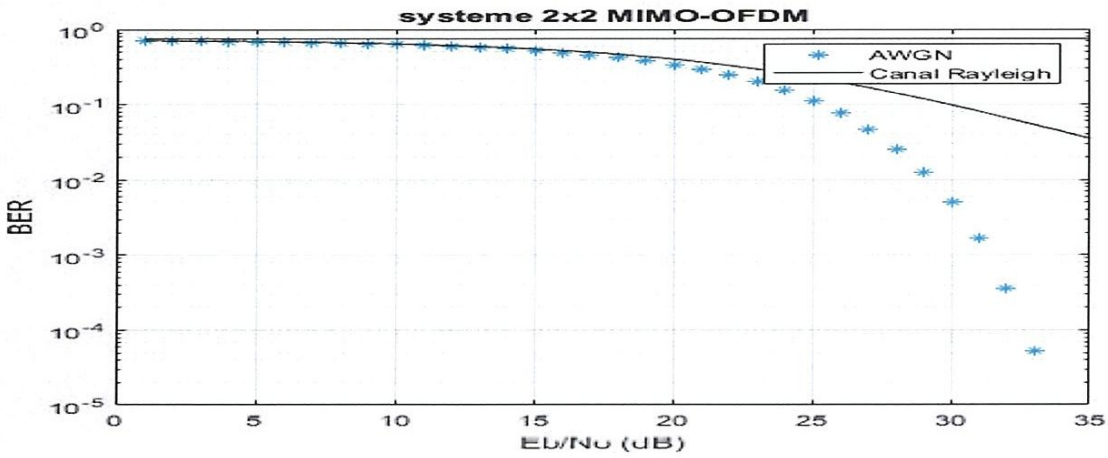


Figure III-11 : Performance du système MIMO-OFDM ($N_t=N_r=2$)

En variant l'ordre de modulation BPSK, QPSK, 16-QAM, 32-QAM et 64-QAM pour un système MIMO ($N_t = N_r = 2$) on obtient la figure suivante **Figure III-12**

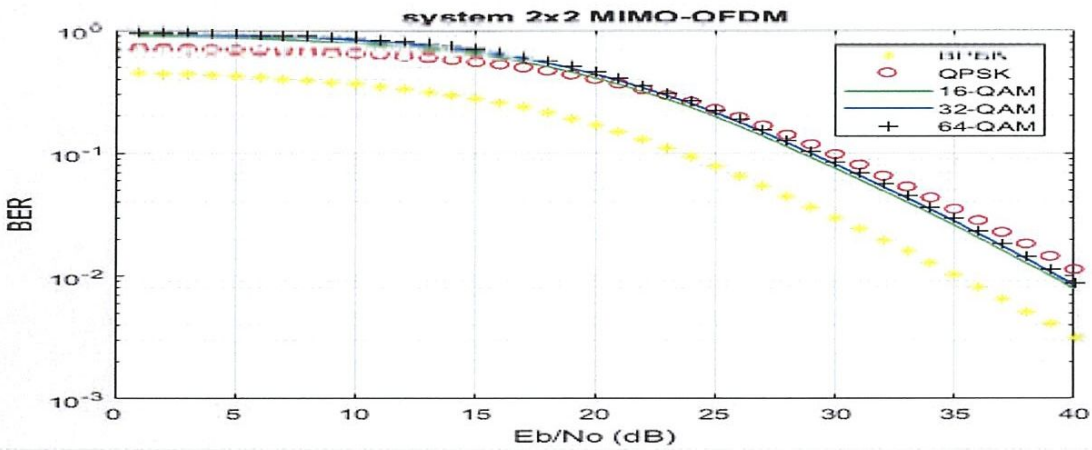


Figure III-12 : Système MIMO-OFDM par les modulations pour ($N_t = N_r = 2$)

En procédant de même avec le système MIMO-OFDM ($N_t = N_r = 4$),

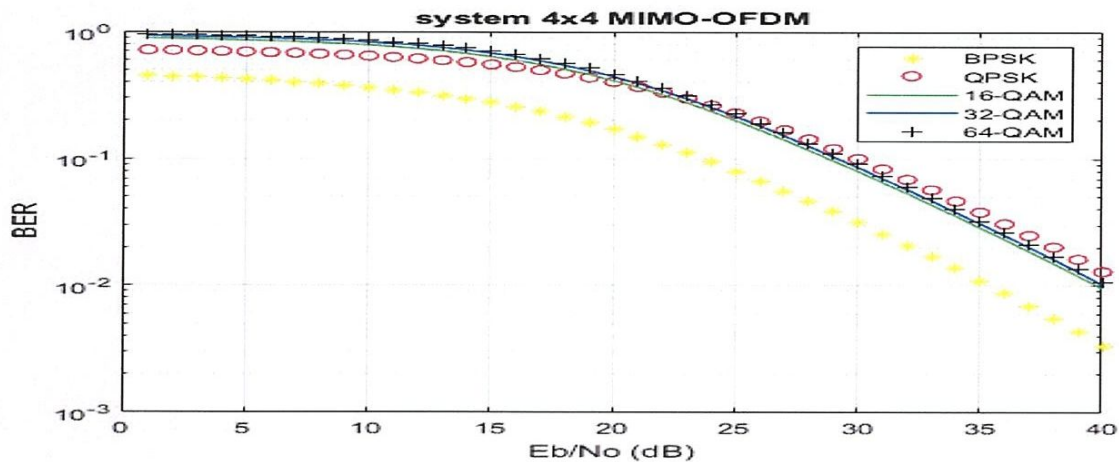


Figure III-13 : Système MIMO-OFDM par les modulations pour ($N_t = N_r = 4$)

Nous avons comparé les performances des antennes system MIMO-OFDM 2x2 et 4x4 avec les modulations BPSK QPSK et 16-QAM 32-QAM et 64-QAM.

Nous avons varié le nombre de constellation pour les deux cas de figure, on remarque que lorsque nous diminuons l'ordre de modulation le BER généré diminue aussi (figure III-12 et III-13) et il continué de diminuer quand le SNR augmente.

Dans ce cas de figures le système MIMO-OFDM 4x4 offre un meilleur BER par rapport au système MIMO-OFDM 2x2 pour des SNR élevés.

A. Simulation d'un système MIMO-OFDM avec un codage STBC

Nous avons utilisé le codage STBC avec une modulation QPSK, afin de comparer le système MIMO-OFDM 2x2 et 4x4.

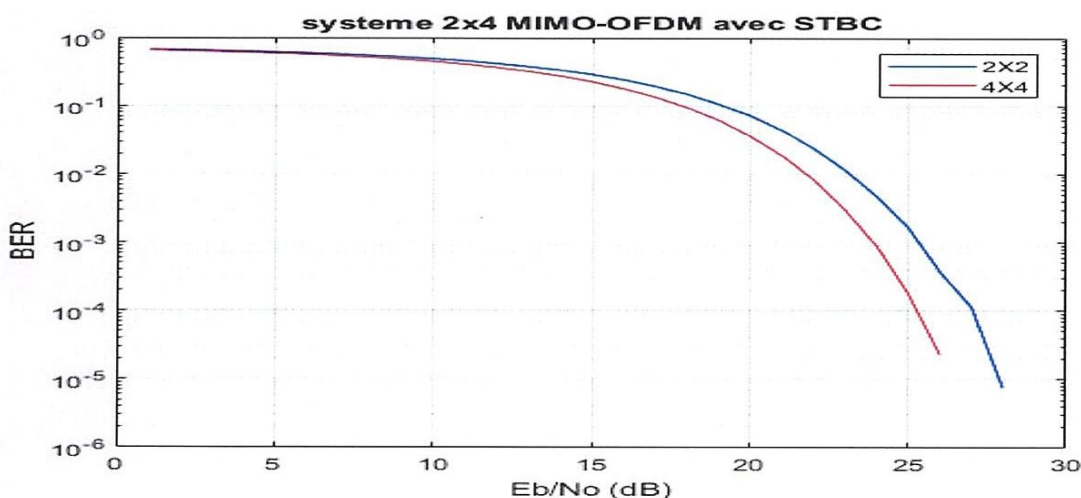


Figure III-14 : Comparaison entre le système MIMO-OFDM 2X2 et 4X4

L'apport du système MIMO-OFDM 4x4 par rapport à 2x2 s'avère plus significatif dans la plage des faibles puissances.

Donc, pour garantir le même niveau de BER, le système en configuration 2x2 a besoin d'émettre à une puissance supplémentaire par rapport un système en configuration 4x4.

La simulation d'un système MIMO-OFDM ($N_t = N_r = 2$) et pour des types de modulation BPSK QPSK et 16-QAM 32-QAM et 64-QAM, on obtient,

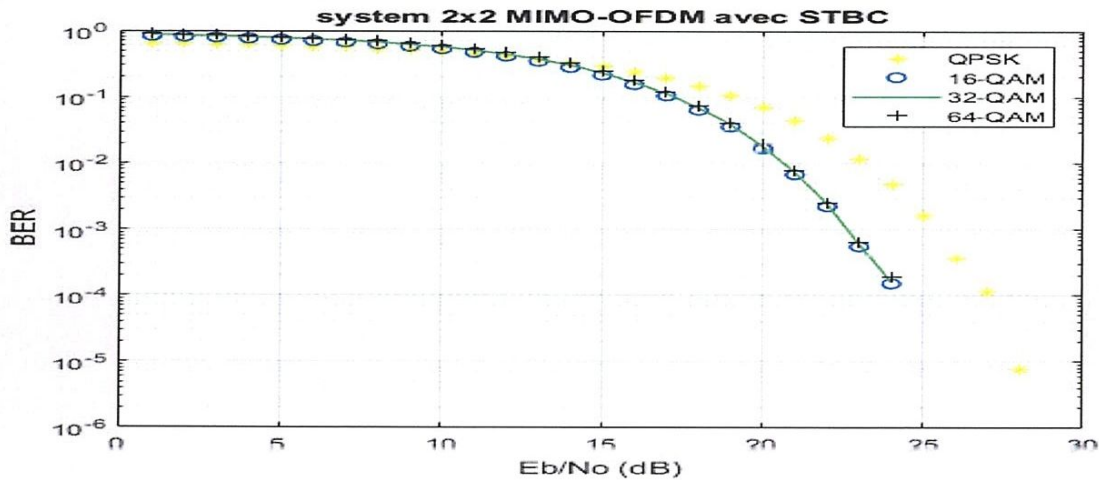


Figure III-15 : Performance système MIMO-OFDM avec STBC par les modulations pour ($N_t = N_r = 2$)

Et de la même procédure avec le système MIMO ($N_t = N_r = 4$)

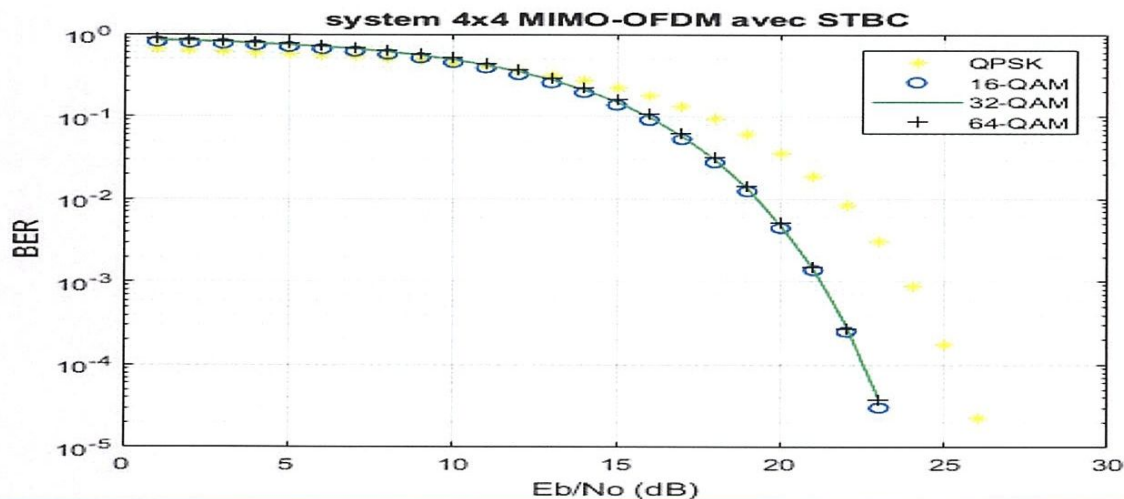


Figure III-16 : Performance système MIMO-OFDM avec STBC par les modulations pour ($N_t = N_r = 4$)

Nous avons comparé la performance des systèmes MIMO-OFDM 2x2 et 4x4 avec les modulations BPSK QPSK et 16-QAM 32-QAM et 64-QAM en utilisant un codage STBC.

Dans ce cas de figures le système MIMO-OFDM 4x4 offre un meilleur BER par rapport au système MIMO-OFDM 2x2 pour des SNR élevés.

Dans la figure III-17, nous présentons les performances des code espace-temps en blocs STBC en modulation QPSK, nous avons considéré plusieurs configurations possibles d'antennes en émission et en réception. Nous avons choisi de simuler les cas du code STBC (2x1 et 2x2, 2x4, 4x1, 4x2, 4x4).

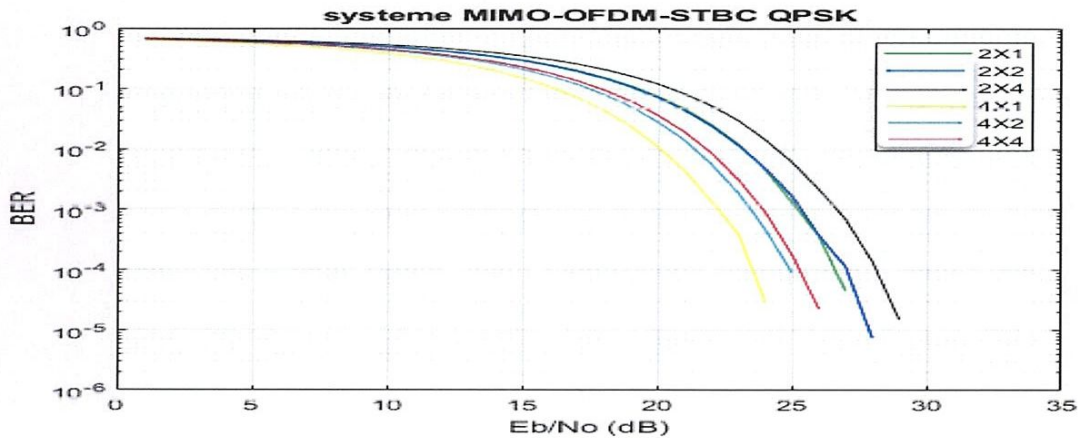


Figure III-17 : Les performances dans système STBC en QPSK

Nous observons que les meilleures performances sont obtenues pour le système ayant une diversité en émission importante, nous retrouvons effectivement sur la figure la meilleur BER dans le cas 4x1.

De plus, la tendance des courbes laisse présager que plus le SNR augmente plus ce gain est important.

Les résultats confirment bien la théorie, en affichant des performances améliorées par 2x1 et encore plus par 2x2 par rapport à 4x1 et 4x4. Donc, on constate que la performance s'améliore avec l'augmentation du nombre d'antennes d'émission et de réception.

Dans le cas de la technique de modulation 16-QAM, la figure III-18 représente les performances des six configurations.

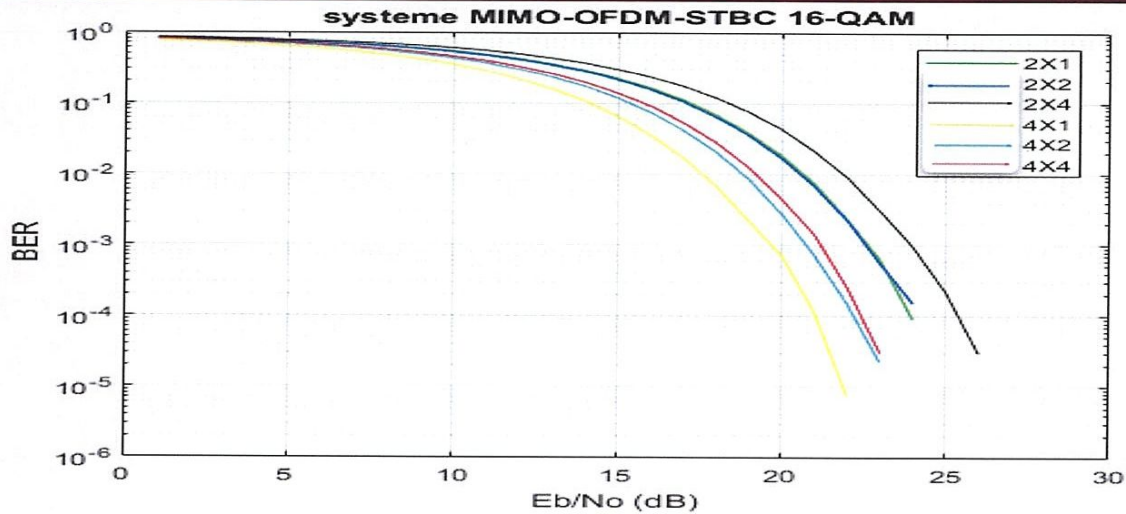


Figure III-18 : Les performances dans système STBC en 16-QAM

Les mêmes remarques peuvent être faites pour ce cas.

Les performances de notre système pour les deux types de modulation (QPSK et 16-QAM) dans les deux contextes MIMO sont représentées sur la figure III-19 pour les technique d'émission 2x2 et 4x4.

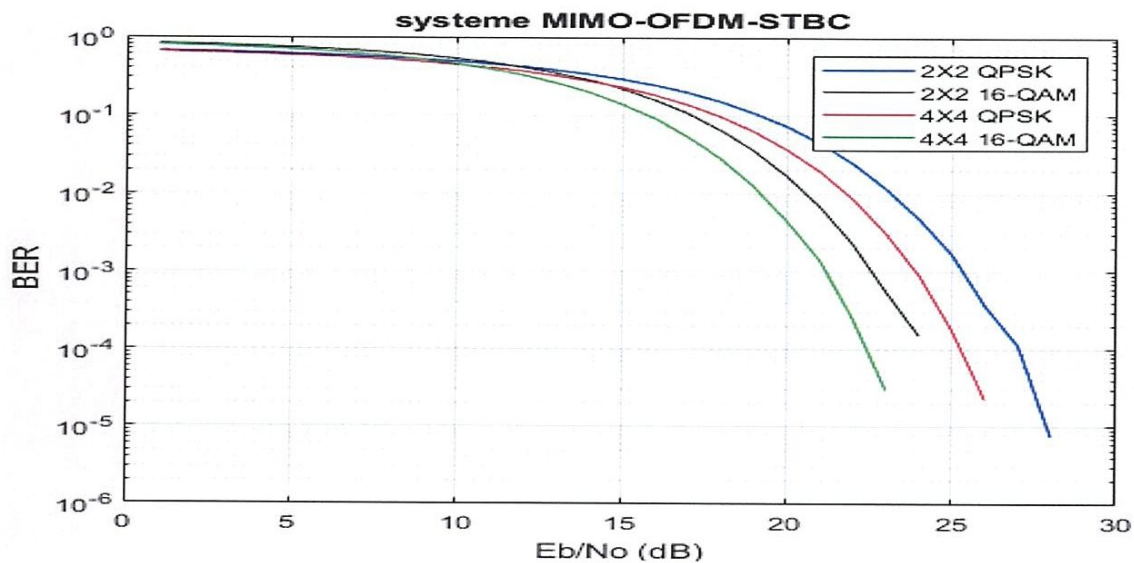


Figure III-19 : Les performances du système STBC en QPSK et 16-QAM

On constate une dégradation des performances quand le nombre d'états de la constellation utilisée augmente (de QPSK à 16-QAM). Ceci résulte de la diminution de la distance euclidienne entre les différents états pour des constellations de taille croissante. En effet, les performances de la modulation 16-QAM sont moins bonnes que celles en QPSK. La contrepartie étant une augmentation dans le débit utile. Bien que nous puissions atteindre un débit de données plus élevé en utilisant un niveau de modulation plus élevée.

augmentation dans le débit utile. Bien que nous puissions atteindre un débit de données plus élevé en utilisant un niveau de modulation plus élevée.

B. Codage Alamouti

Notre simulation se base sur le système MIMO-OFDM-STBC avec des antennes 2x2. Afin de réaliser l'analyse de performance du système MIMO-OFDM on utilise le codage **Alamouti-STBC** qui va nous permettre une diversité à l'émission en utilisant une technique d'égalisation sur un canal de Rayleigh.

Nous avons alors simulé en utilisant les paramètres du **Tableau-III.1** comme paramètres de simulation.

La modulation QPSK est utilisée pour déterminer les performances BER par rapport à SNR du système. Dans le récepteur nous avons utilisé l'égalisation Zéro Forçage « ZF » pour éliminer les interférences entre symboles « IES ».

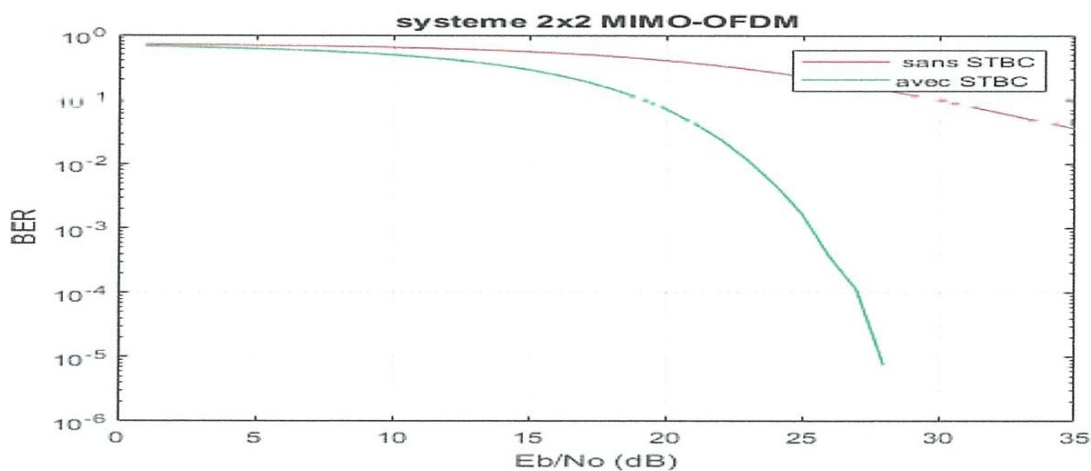


Figure III-20: Performance MIMO-OFDM 2x2

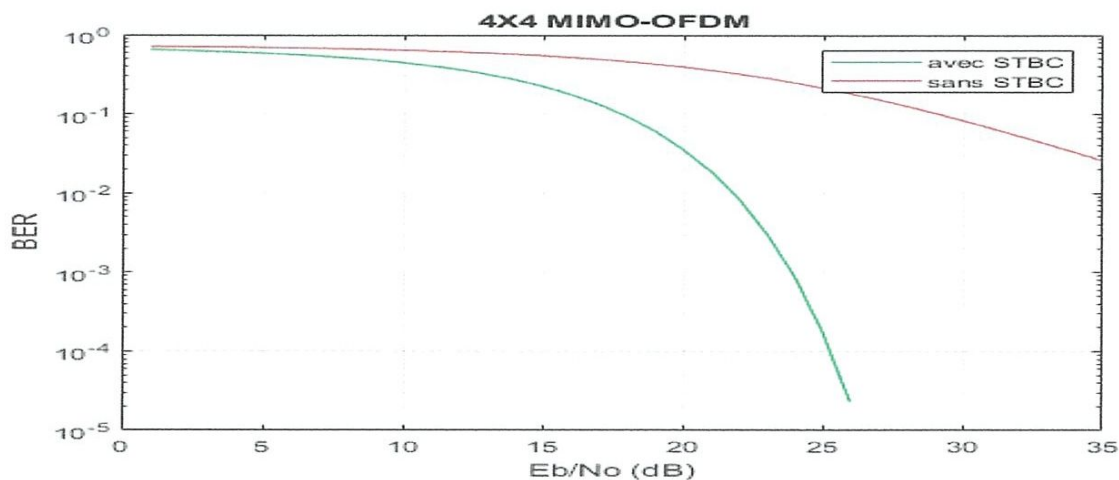


Figure III-21 : Performance MIMO OFDM 4x4

Le système STBC-MIMO-OFDM a été bien simulé et la performance en termes de BER a été évaluée, les résultats obtenus sont présentés dans ce qui suit.

La **Figure III-20** montre les performances BER du système avec les paramètres donnés dans le **Tableau III.1**. On constate que les résultats dans cette courbe sont bien conformes à ce qu'on a attendu, avec une performance du système bien meilleure avec STBC que sans STBC.

III.7 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté la technique de modulation MIMO-OFDM avec le codage STBC pour les systèmes de communication radio.

Les résultats de simulation obtenus à l'aide du logiciel MATLAB, nous ont permis d'avoir des courbes de comparaison du taux d'erreur binaire « BER » avec le rapport de bruit « SNR ».

A travers ces résultats, nous constatons que les interférences inter-symboles IES ont été considérablement amoindries par le biais de l'égalisation. L'utilisation du codage STBC a permis l'augmentation du débit de données sans augmenter les ressources du système (la puissance du signal et la bande passante de transmission).

Par conséquent, les techniques que nous avons étudiées, montrent l'importance de la technique MIMO-OFDM dans les systèmes de transmission 4G.



CONCLUSION GENERALE



CONCLUSION GENERALE

Ce travail a été initié dans l'étude des techniques de transmission et cela à travers l'étude des caractéristiques principales de l'égalisation, ensuite nous avons donné un aperçu sur les technologies OFDM et MIMO, suivi de leur association.

Dans un premier temps, nous avons exposé le fonctionnement d'une chaîne classique de transmissions numériques, les différents modèles de canaux rencontrés en pratique ont été examinés, notamment le canal à évanouissement de Rayleigh qui caractérise les communications radio.

Nous avons présenté l'égalisation afin d'améliorer les transmissions sur les canal Rayleigh.

En second lieu, nous avons présenté le système OFDM et les différentes architectures MIMO, et les codages spatio-temporels d'Alamouti (STBC).

Dans la dernière partie, nous avons exposé la technique OFDM et son intérêt d'association avec la technologie MIMO. Cette technologie d'association permet d'éliminer le phénomène d'interférence entre symboles et d'assurer une transmission meilleure.



BIBLIOGRAPHIE



Référence Bibliographique

- [1] **CHRISTOF. L** "Egalisation autodidacte et la turbo-égalisation. Application aux canaux sélectifs en fréquence" Thèse de doctorat. Juillet 1997. L'université de RENNES 1.
- [2] **CARL. N.** Télécommunications demystified: A streamline course in digital communications (and some anlog) for EE students a praticing engineers.
- [3] **J.C Bic/D. Duponteil/ J.C. Imbeaux** "Eléments de communication numériques- Tome I".
- [4] **JEAN.M B** "Signal et Communication numérique : Egalisation et synchronisation" Hermes Science.
- [5] **HWEI.H** "Signaux et communications" – Séries de Shaum : Ediscience.
- [6] **MAURICE. C** "Système de communication et théorie de l'information" Hermes Science.
- [7] **P. BIANCHI** "égalisation et synchronisation en communication" ESIEE, Paris2006.
- [8] **OLIVIER. F** "Augmentation du débit des liaisons radio hautes fréquences" Thèse de doctorat. Janvier 2005. L'institut national Polytechniques de Toulouse.
- [9] **J.F. BERCHER** "Egalisation dans radiocommunication numérique " Vol.1, G. Baudain, Dunod, Paris 2002.
- [10] **P.CIUCIU/C.S.VIGNAT** "Systèmes de communication"18 Octobre1999.
- [11] **J.MARK/W.ZHUANY** "Wireless communication and networking" Ch4,2003.
- [12] **J. ESCRIBANO/FRANCISCO** "Equalization technique" 5 May 2014
- [13] **A.OGALE/S.CHAUDHARY/A.J.PATIL** "Performance Evaluation of Hybrid MIMO-OFDM system using MATLAB Simulink with real time image input"
<http://www.ijser.org>,2013.
- [14] **Yong Soo Cho/ Jaekwon Kim/ Won Young Yang/Chung G. Kang** "MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB" Wiley (2010).
- [15] **S.M. ALAMOUTI** "A simple diversity technique for wireless communication" IEEE Journal on selected communication, October 1998.

Référence Bibliographique

[16] **V.TAROKH/N.SESHADRI/A.R.CALDERBANK** "space-time codes for high data rate wireless communication, performance criterion and code construction", IEEE Transaction on Information Theory, March 1998.

[17] **S. TRAVERSO** "Transposition de fréquence et compensation sur canal sélectif en fréquence" Nov2007.

[18] **C. ALEXANDRE** "Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) ".

[19] **A. Peled and A. Ruiz** " Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms" in International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 5, 2008.

[20] **MR.M. MUSTAPHA** "Application de la technologie MIMO Ala 4G du mobile " Diplôme de Magister, 12/2014.

[21] **B.BENADDA/F.T.BENDIMERAD** "Quadratic error optimization algorithm applied to 3D space distributed array sensors" ,2009.

[22] **I. OUACHANI** "performance analysis of communication system wireless operation micro and macro diversity" University of Paris XI Rosary, Jaune 28 2005.

[23] **T.LEE/Z.LEE** "A Beam space Diversity combiner for sector division multiple Access communication " IEEE Antennas and propagation society symposium digest, Atlanta, June 1998.

[24] Mr. **BOUAZIZ SAMIR** "Réduction du PAPR du system OFDM-MIMO en 4G"Diplôme de **MAGISTER Communication, Université FERHAT ABBAS STIF,07/01/2015.**

[25] **MAXIME BOULAY** "ÉTUDE COMPARATIVE DES TECHNIQUES D'ANNULATION DES INTERFÉRENCES DANS UN SYSTÈME MIMO - OFDM"UNIVERSITÉ DU QUÉBEC, DÉCEMBRE 2009.

[26] **A. Omri/R. Bouallegue** "New Transmission Scheme For MIMO-OFDM System" International Journal of Next-Generation Networks ,3(1),pp. 11-19, 2011.

Référence Bibliographique

- [27] **FEROUANI SOUHEYLA** " Traitement d'Antennes Adaptatives pour l'Optimisation des Performances des Systèmes MIMO-OFDM dans les Réseaux de Télécommunications Sans Fil" DIPLOME DE DOCTORAT EN SCIENCES, Univ-TELMCAN 2014.
- [28] **S.SARKAR/MED.SH.RAHMAN** "Optimal BER in MIMO Raleigh Fading Channel from QPSK Modulation: Modified MMSE versus ML equalizer evaluation"19 January 2013.
- [29] **OWK.SRINIVASULU/PROF.P.RAJESH KUMAR** "Performance Analysis of STBC MIMO-OFDM Based WI-MAX for various Equalizers to Reduce BER" May-June 2017.
- [30] **R. KUMAR ROY/T.KANTI ROY** "BER Analysis of MIMO-OFDM system using Alamouti STBC and MRC Diversity Scheme over Rayleigh Multipath Channel" 2013.
- [31] **Md.Mejhaul Haque/Med. Shaifur Rahman/Ki-Doo Kim** "Performance Analysis of MIMO-OFDM for 4G Wireless Systems under Rayleigh Fading Channel" International Journal of Multimedia and Ubiquitous Engineering Vol.8, No. 1, January, 2013.
- [32] **Aida Zaier/ Ridha Bouallègue** "BLIND CHANNEL ESTIMATION ENHANCEMENT FOR MIMO OFDM SYSTEMS UNDER HIGH MOBILITY CONDITIONS" International Journal of Wireless & Mobile Networks (IJWMN) Vol. 4, No. 1, February 2012.
- [33] **F. Delestre/Y.Sun**, "MIMO-OFDM with pilot-aided channel estimation for WiMax systems," in 6th IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob), pp. 586-590, 2010.
- [34] **Fabien Delestre** "Channel Estimation and Performance Analysis of MIMO-OFDM Communications using Space-Time and Space-Frequency Coding Schemes" June 2011.