

879

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications



**Mémoire de fin d'étude
pour l'obtention du diplôme de Master Académique**



Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Télécommunications
Spécialité : Systèmes de Télécommunications

Etude des performances d'un système MIMO-OFDM sans fil

Présenté par :

COULIBALY Ibrahima

SANGARE Mouhamed Yacouba

Sous la direction de :

Mr Ikni SAMIR

Juin 2015

Figure III.2 : Architecture d'un émetteur V-BLAST.....	37
Figure III.3 : Architecture d'un émetteur D-BLAST.....	38
Figure III.4 : Schémas d'un décodeur V-BLAST.....	40
Figure III.5 : Chaîne de transmission MIMO-OFDM.....	41
Figure III.6 : L' OFDM appliquée aux MIMO.....	43
Figure IV.1 : signaux sinusoïdaux avec différentes fréquences/phases et leur DFTs.....	47
Figure IV.2 : Capacité du système SISO-OFDM en fonction du SNR, $T_u=4\mu s$, $T_g=0.8\mu s$...	49
Figure IV.3 : Capacité du système MIMO-OFDM en fonction du SNR, $T_u=4\mu s$, $T_g=0.8\mu s$...	50
Figure IV.4 : Capacité du système MIMO-OFDM vs SNR ($NT > N_r$) $T_u=4\mu s$, $T_g = 0.8\mu s$	51
Figure IV.5 : Capacité du système MIMO-OFDM vs SNR ($NT < N_r$) $T_u=4\mu s$, $T_g = 0.8\mu s$	51
Figure IV.6 : Comparaison entre SISO-OFDM, SIMO-OFDM, MISO-OFDM, MIMO-OFDM, $T_u=4\mu s$, $T_g = 0.8\mu s$	53
Figure IV.7 : Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour un canal SISO-OFDM.....	54
Figure IV.8 : Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour un canal MIMO-OFDM.....	55
Figure IV.9 : Comparaison entre SISO-OFDM, SIMO-OFDM, MIMO-OFDM.....	56



Remerciements

Nous remercions infiniment Dieu le Tout Puissant pour la santé, la force et le courage qu'Il nous a donnés tout au long de notre parcours.

*Notre gratitude va à l'égard de tout le corps professoral pour toutes nos connaissances acquises durant notre formation, spécialement à **Mr. IKNI Samir** pour son bon encadrement, ses conseils, sa patience et son attention qui nous ont énormément aidés dans ce travail.*

Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi à messieurs le président, à tous les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail.

Enfin nous sommes reconnaissants à toute personne qui a contribué d'une façon ou d'une autre à la réalisation de ce présent mémoire.

COULIBALY Ibrahima

SANGARE Mouhamed Yacouba

Dédicace

*Je dédie spécialement ce mémoire à ma très chère mère DEMBELLE
Astan pour tous ce qu'elle fit et continue de faire pour moi ;*

A mes frères et sœurs ;

A mon oncle SANGARE Abdoulaye ;

A toute la famille SANGARE ;

*Leurs encouragements, soutiens, réconforts et amours m'ont été précieux et
indispensables ;*

A mes tantes Dembélé Fatoumata et Dembélé Maïmouna

*A mon maître de Self-Defense : M^{tr} Oumar Marikò pour le sens de
responsabilité et de discipline qu'il m'a inculqué ;*

A tous mes élèves de Self-Defense ;

A tous mes ami(e)s partout où ils (elles) sont ;

A tous mes potes partout où ils (elles) sont ;

A my baby and friend Oumi, XO girl;

*A mon binôme et ami Coulibaly Ibrahima, pour la patience dont il fait
preuve envers moi ;*

A tous mes promotionnel(le)s de l'université de Guelma ;

A toute la communauté estudiantine Malienne et étrangère de Guelma ;

Ce travail vous est dédié !

SANGARE MouhamedYacouba

Dédicace

A mes très chers parents Zeïnabou TOURE et Metaga COULIBALY pour l'éducation qu'ils m'ont octroyé depuis tout petit, pour leur soutien, leur encouragement et leur présence ;

A mes frères et sœurs : Dramane, Chiya, Mohamed et Abdoulaye,

Leurs encouragements, soutiens, réconforts et amours m'ont été précieux et indispensables ;

A ma très chère et bien aimée Mariam Maïga dite Meyou, ton amour et ton soutien m'ont énormément aidé.

A mes tantes, oncles, cousins et cousines ;

A toute ma famille ;

A mon professeur Mr TELLY Yacouba ;

A tous mes bon(ne)s ami(e)s partout où ils (elles) sont ;

A mes très cher(e)s ami(e)s Kanté, Pierre, Sow, Abba, Moussa, David, Baldé, Thiocary;

A mon binôme et ami SANGARE, pour la patience dont il fait preuve envers moi ;

A tous mes promotionnel(le)s de l'université de Guelma ;

A toute la communauté étrangère de Guelma ;

Ce travail vous est dédié !

COULIBALY Ibrahima

Résumé

Dans le cadre de ce projet de fin d'étude, nous nous sommes intéressés à un système de télécommunications MIMO (multiples input multiple output) dans un contexte OFDM. Le domaine d'application de ce système MIMO-OFDM peut être aussi les applications fixes (ex : WIFI, IEEE) que les applications mobiles (ex : LTE, 3GPP).

L'objectif de ce mémoire est d'étudier les performances de ce système MIMO (Multiple Input Multiple Output) dans un contexte multi porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex), qui permet de transformer un canal sélectif en fréquence en de multiples canaux non sélectifs.

La combinaison du MIMO et de l'OFDM permet d'exploiter les avantages des deux méthodes : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM et l'amélioration de l'efficacité spectrale pour les MIMO avec codage.

Pour différentes configurations des systèmes multi-antennaires SISO, SIMO et MIMO, une étude comparative est réalisée entre ces dernières.

Cette étude montre que la configuration MIMO associée à la technique OFDM apporte une amélioration significative des performances par rapport aux autres cas d'étude

Abstract

Through this final project study, we are interested by MIMO (multiple input multiple output) telecommunications systems combined with the context OFDM. The scope of this MIMO-OFDM system can also be the stationary applications (ex: Wi-Fi, IEEE) as mobile applications (ex: LTE, 3GPP).

The aim of this project is to study the performances of this MIMO (Multiple Input Multiple Output) system in the context of a multi-carrier transmission OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) modulation, which transform a frequency selective channel into multiple non frequency selective channels.

The combination of MIMO and OFDM can exploit the advantages of both methods: the strength of binding of selective frequency channels for OFDM robustness and improving the spectral efficiency for MIMO coded.

For various configurations of multi-antennary SISO, SIMO and MIMO, a comparison is made between these last one.

This study shows that the configuration MIMO associated with OFDM provides a significant improvement in performance compared to other case studies.

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS.....	..ii
DEDICACES.....	..iii
RESUME.....	..v
ABSTRACT.....	..vi
SOMMAIRE.....	..vii
LISTE DES FIGURES.....	..xii
LISTE DES TABLEAUX.....	..xiv
LISTES DES ABREVIATIONS.....	..xv
INTRODUCTION GENERALE1

CHAPITRE I : OFDM

I.1	INTRODUCTION.....	3
I.2	PRINCIPE DE LA MODULATION OFDM.....	3
I.3	PROBLEME DU TRAJET-MULTIPLE	4
I.4	NOTION D'ORTHOGONALITE	6
I.5	SCHEMA BLOC D'UN SYSTEME OFDM	7
	➤ Modulation.....	8
	➤ Conversion Série vers Parallèle et Transformée de Fourier Inverse.....	9
	➤ Réception.....	9
	➤ Transformée de Fourier et Conversion parallèle série.....	9
	➤ Démodulation.....	9
I.6	INTERVALLE DE GARDE ET SUFFIXE CYCLIQUE	10
	➤ I.6.1 INTERVALLE DE GARDE.....	10
	➤ I.6.2 SUFFIXE CYCLIQUE	11
I.7	MODE D'ACCES MULTIPLE UTILISANT OFDM	11

I.7.1	OFDM-TDMA	11
I.7.2	OFDM-FDMA (OFDMA)	12
I.7.2.1	Bloc FDMA	12
I.7.2.2	FDMA-Entrelacé	13
I.7.2.3	OFDMA Adaptative.....	14
I.7.3	OFDM – CDMA.....	14
I.8	AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L’OFDM	15
I.8.1	AVANTAGES	15
I.8.2	INCONVENIENTS	15
I.9	APPLICATIONS.....	16
I.10	CONCLUSION	16
 CHAPITRE II : la technologie MIMO 		
II.1	INTRODUCTION	19
II.2	COMMUNICATION SANS FIL	19
II.2.1	PROPRIETE D’UN CANAL RADIO	20
➤	Bruit additif.....	20
➤	Evanouissement et trajets multiples.....	20
II.2.2	LES DIFFERENTS TYPES DE RESEAUX SANS FIL.....	20
➤	Le réseau personnel sans fil	21
➤	Réseaux locaux sans fil (WLAN).....	21
➤	Réseaux métropolitains sans fil (WMAN).....	21
➤	Réseaux étendus sans fil (WWAN).....	21
II.3	LA DIVERSITE.....	22
II.3.1	PROBLEMATIQUE.....	22
➤	L'affaiblissement de parcours ou <i>slow fading</i>	22
➤	L'évanouissement rapide ou <i>fast fading</i>	22

II.3.2 PRINCIPE DE LA DIVERSITE.....	22
II.3.3 TYPES DE DIVERSITE	23
II.3.3.1 Diversité spatiale.....	23
II.3.3.2 Diversité fréquentielle.....	23
II.3.3.3 Diversité temporelle	24
II.4 PRESENTATION DES SYSTEMES SISO, SIMO, MISO.....	24
II.4.1 SYSTÈME SISO: Single Input Single Output.....	24
II.4.2 SYSTEME SIMO: Single Input Multiple Output.....	25
II.4.3 SYSTEME MISO: Multiple Input Single Output.....	26
II.5 SYSTEME MIMO: Multiple Input Multiple Output.....	27
II.5.1 HISTORIQUE.....	27
II.5.2 PRINCIPE.....	27
➤ la diversité spatiale MIMO.....	28
➤ le multiplexage spatial MIMO	28
➤ le MIMO - Beamforming.....	28
II.5.3 CARACTERISATION DES DISPOSITIFS MIMO.....	28
II.5.3.1 Expression de la capacité.....	28
II.6 CODAGE ESPACE-TEMPS EN BLOC	30
II.6.1 LE CAS MISO.....	30
II.6.2 LE CAS MIMO.....	32
II.7 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DU SYSTEME MIMO	33
II.8 UTILISATIONS.....	33
II.9 CONCLUSION	34

CHAPITRE III : le système MIMO-OFDM

III.1 INTRODUCTION	36
III.2 LES TECHNIQUES DE MULTIPLEXAGE SPATIALES	36
III.2.1 ARCHITECTURE H-BLAST.....	36
III.2.2 ARCHITECTURE V-BLAST.....	37
III.2.3 ARCHITECTURE D-BLAST.....	37

III.3 TECHNIQUES DE RECEPTION.....	38
III.3.1 UTILISATION DES TECHNIQUES D'EGALISATION.....	38
III.3.1.1 Egaliseur par Forçage à Zéro (ZF).....	39
III.3.1.2 Égaliseur à erreur quadratique minimale (MMSE).....	39
III.3.2 RECEPTION V-BLAST	39
III.4 TRANSMISSION MIMO-OFDM.....	40
III.4.1 Description du parcours suivi par le message depuis sa génération par la source jusqu'à sa destination.....	41
III.5 CAPACITE DU SYSTEME MIMO-OFDM	42
III.6 LES APPLICATIONS MIMO-OFDM	44
III.7 CONCLUSION.....	45

CHAPITRE IV : RESULTATS DE SIMULATION

IV.1 INTRODUCTION ET OBJECTIF.....	47
IV.2 TESTE D'ORTHOGONALITE.....	47
IV.3 CAPACITE DE TRANSMISSION.....	48
IV.3.1 Simulation d'un canal SISO-OFDM	49
IV.3.2 Simulation d'un canal MIMO-OFDM.....	50
➤ Nombre de transmetteurs égal au nombre de récepteurs.....	50
➤ Nombre de transmetteurs supérieur au nombre de récepteurs.....	51
➤ Nombre de transmetteurs inférieur au nombre de récepteurs.....	51
IV.3.3 Comparaison entre SISO-OFDM, SIMO-OFDM, MISO-OFDM et MIMO-OFDM....	53
IV.4 TAUX D'ERREUR BINAIRE.....	54
IV.4.1 Taux d'erreur avec SISO-OFDM.....	54
IV.4.2 Taux d'erreur avec MIMO-OFDM.....	55

IV.4.3 Comparaison entre le BER du SISO-OFDM, SIMO-OFDM et MIMO-OFDM.....	56
IV.5 CONCLUSION.....	57
CONCLUSION GENERALE	59
PERSPECTIVES.....	61
BIBLIOGRAPHIE	62
ANNEXE.....	64

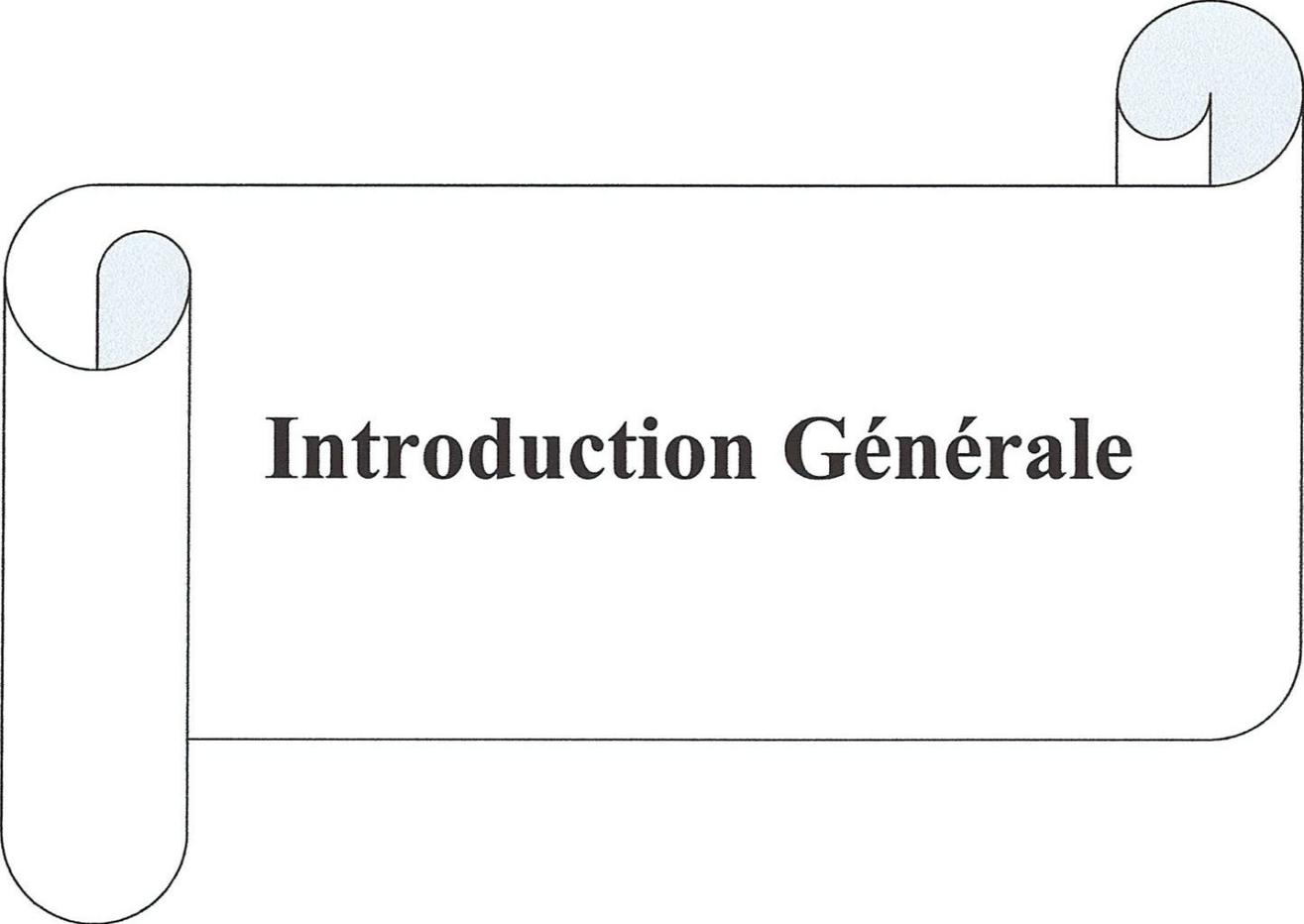
Figure III.2 : Architecture d'un émetteur V-BLAST.....	37
Figure III.3 : Architecture d'un émetteur D-BLAST.....	38
Figure III.4 : Schémas d'un décodeur V-BLAST.....	40
Figure III.5 : Chaîne de transmission MIMO-OFDM.....	41
Figure III.6 : L' OFDM appliquée aux MIMO.....	43
Figure IV.1 : signaux sinusoïdaux avec différentes fréquences/phases et leur DFTs.....	47
Figure IV.2 : Capacité du système SISO-OFDM en fonction du SNR, $T_u=4\mu s$, $T_g=0.8\mu s$...	49
Figure IV.3 : Capacité du système MIMO-OFDM en fonction du SNR, $T_u=4\mu s$, $T_g=0.8\mu s$...	50
Figure IV.4 : Capacité du système MIMO-OFDM vs SNR ($N_T > N_R$) $T_u=4\mu s$, $T_g=0.8\mu s$	51
Figure IV.5 : Capacité du système MIMO-OFDM vs SNR ($N_T < N_R$) $T_u=4\mu s$, $T_g=0.8\mu s$	51
Figure IV.6 : Comparaison entre SISO-OFDM, SIMO-OFDM, MISO-OFDM, MIMO-OFDM, $T_u=4\mu s$, $T_g=0.8\mu s$	53
Figure IV.7 : Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour un canal SISO-OFDM.....	54
Figure IV.8 : Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour un canal MIMO-OFDM.....	55
Figure IV.9 : Comparaison entre SISO-OFDM, SIMO-OFDM, MIMO-OFDM.....	56

Liste des tableaux

Tableau IV.1 : Teste d'orthogonalité.....	48
--	-----------

Listes des abréviations

Abréviation	Signification
ADSL	Assymetric Digital Suscriber Line
BBGA	Bruit Blanc Gaussien Additif
BER	Binary Error Rate
BLAST	Bell LabsLayeredSpace - Time
CDMA	Code Division Multiple Access
CPL	Courant porteur de ligne
DAB	Digital Audio Broadcasting
D-BLAST	Diagonaly- BLAST
DFE	Decision Feedback Equalizer
DRM	Digital Radio Mondiale
DS-SS	Direct Sequence Spread Spectrum
DVB	Digital Vidéo Broadcasting
DVB-H	DVB-Handheld
DVB-T	DVB- Terrestrial
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile Communication
H-BLAST	Horizontal- BLAST
HiperLAN	High PERformance LAN
HSPA	High Speed Packet Access
IES	Interférence Entre Symboles
ISI	Inter-Symbol Interferency
LTE	Long Term Evolution
MC-CDMA	Multi Carrier-Code Division Multiple Access
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
MMSE	minimum meansquared error
M-PSK	M-Phase Shift Keying
M-QAM	M-Quadrature Amplitude Modulation
MRF	Multiplex par répartition en fréquence
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDM-FDMA	OFDM -Frequency Division Multiple Access
OFDM-TDMA	OFDM -Time Division Multiple Access
PAPR	Peak-to Average Power Ratio
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RIF	Réponse Impulsionnelle Finie
RSB	Rapport Signal sur Bruit
SIMO	Single-Input Multiple-Output
SISO	Single -Input Single-Output
SNR	Signal to Nose Ratio
T-DMB	Terrestrial- Digital Multimedia Broadcasting
TEB	Taux d'Erreur Binaire
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System



Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Les télécommunications, définies comme l'ensemble des moyens mises en place pour communiquer à distance, ont révolutionné le monde grâce notamment à la découverte des ondes électromagnétiques qui permettent de transmettre une information en espace libre.

En effet, Les communications sur le canal radio-mobile se sont fortement développées ces dernières années, aussi bien en terme de nombre d'utilisateurs que de débit par utilisateur. Ceci entraîne la saturation des ressources radio-fréquences dans les lieux de forte population. Dès lors, il existe une forte demande pour augmenter l'efficacité spectrale de ces communications.

D'un autre côté, les transmissions via le canal radio mobile sont fortement pénalisées par les évanouissements du signal, dus à la fois aux trajets multiples et aux interférences entre symboles.

Il était dès lors nécessaire de mettre en place des techniques pouvant palier à ces inconvénients.

Dans cette optique, la technique multi-porteuse OFDM et le système multi-antenne MIMO ont vu le jour.

Le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif d'étudier les performances du combiné MIMO-OFDM.

Le mémoire est structuré en quatre (04) chapitres :

Le premier chapitre donne un aperçu général sur la modulation OFDM. Dans une première partie, nous évoquerons les caractéristiques de l'OFDM ainsi que son schéma bloc. Nous évoquerons ensuite les modes d'accès multiple utilisant l'OFDM.

Le deuxième chapitre expose la technique MIMO. Nous présenterons tout d'abord les systèmes SISO, SIMO, MISO et MIMO.

Ensuite nous étudierons un algorithme de codage qu'utilise le MIMO : le codage d'ALAMOUTI.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la combinaison du MIMO et de l'OFDM. Dans une première partie, nous évoquerons les techniques de multiplexage spatiales et de réception pour en venir à la transmission détaillée du MIMO-OFDM.

Enfin le dernier chapitre est consacré aux résultats de simulation pour évaluer les performances du système MIMO-OFDM.

I.1 INTRODUCTION

Si les premières études sur les multi-porteuses datent de la fin des années 1950 [1], le multiplexage à division de fréquences orthogonales, plus connu sous le nom anglophone **OFDM** (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a fait son apparition une dizaine d'années plus tard.

Délaissé ensuite lors du développement de la théorie de l'égalisation pour les systèmes mono-porteuses (de moindre complexité), l'OFDM dû son retour en grâce, vers le milieu des années 1980, au projet de radiodiffusion numérique DAB (Digital Audio Broadcasting). En effet, les systèmes mono-porteuses, contrairement à l'OFDM, ne remplissaient pas les conditions de résistance aux trajets multiples et de débit élevé pour un taux d'erreur binaire faible requis par cette nouvelle application. Depuis lors, l'OFDM est restée une technique prépondérante, puisqu'elle est utilisée pour de nombreuses applications comme la télévision numérique DVB (Digital Vidéo Broadcasting) ou la norme ADSL (Assymetric Digital Suscriber Line) permettant des liaisons Internet à haut débit. Enfin l'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les standards de troisième et quatrième générations, où il est notamment question de l'associer au CDMA (Code Division Multiple Access) ou aux systèmes multi-antennes. Ce premier chapitre donne un aperçu sur la modulation OFDM.

I.2 PRINCIPE DE LA MODULATION OFDM

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

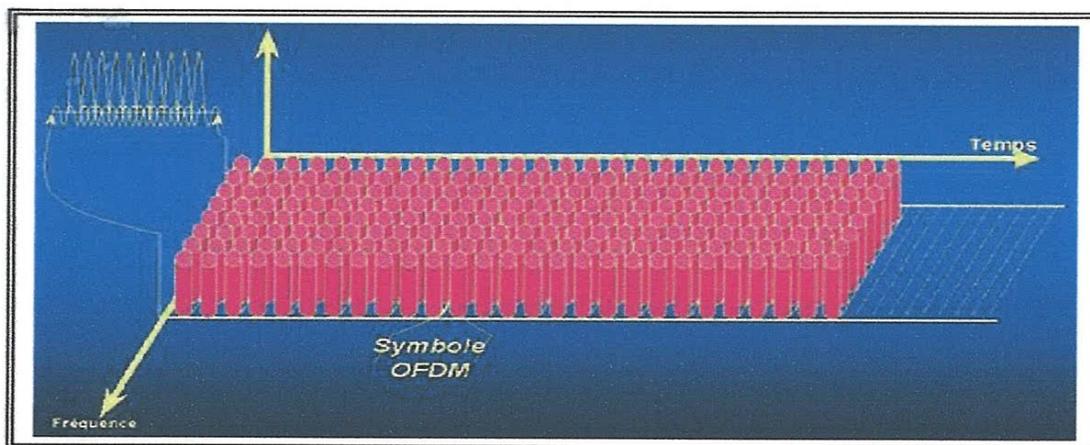


Figure I.1 : Symbole OFDM

L'OFDM découpe le canal en cellule selon les axes du temps et de fréquence. Le canal est alors constitué d'une suite de sous bandes de fréquence et d'une suite de segments temporels. A chaque cellule fréquence/temps est attribuée une porteuse dédiée. On va donc répartir l'information à transporter sur l'ensemble de ces porteuses, modulée chacune à faible débit par une modulation du type QPSK ou QAM. Un symbole OFDM comprend l'ensemble des informations contenues dans l'ensemble des porteuses à un instant t . Chacune des porteuses est orthogonale à la précédente.

I.3 PROBLEME DU TRAJET-MULTIPLE

Transmettre un train numérique par voie hertzienne n'est pas une mince affaire et c'est la raison pour laquelle c'est la technologie qui a demandé le plus de temps pour émerger. Le canal de transmission radio est caractérisé par plusieurs phénomènes physiques [1] :

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

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

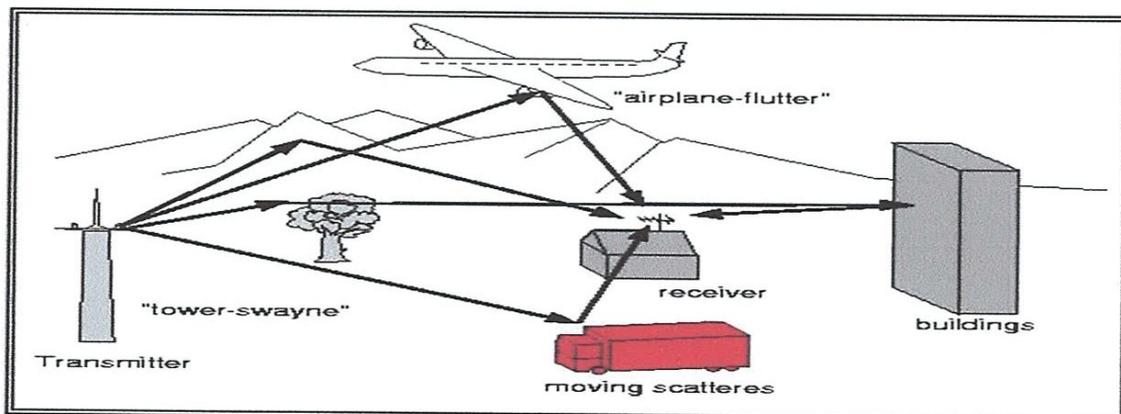


Figure I.2 : Trajet multiple dans un canal radio

Comme le passage du signal à sa destination prend plusieurs trajets avec un délai entre eux, donc au récepteur, on aura le symbole affecté par d'autres symboles en retard.

Deux cas possibles se présentent [1] :

- Lorsque le retard relatif est supérieur à une période de symbole, le signal provenant du second trajet agit uniquement comme un brouillage (ISI).
- Lorsque le retard relatif est inférieur à une période de symbole, seule une partie du signal transmis sur ce trajet agit comme un brouillage. Le reste achemine des informations du symbole utile, mais peut s'ajouter de manière constructive (le signal résultant sera alors plus puissant que le trajet direct) ou destructive (Le signal résultant sera alors très faible ou nul) aux informations du trajet principal.

Il s'ensuit que pour répondre à un niveau non négligeable des signaux retardés, il faut réduire le débit de symboles pour que la gamme des retards (entre le premier trajet reçu et le dernier) ne représente qu'une partie minimale de la période de symbole. Les informations susceptibles d'être acheminées par une porteuse unique sont dès lors limitées en cas de trajets multiples. Si une porteuse ne peut transporter le débit de symboles nécessaire, on arrive tout naturellement à diviser ce débit de données élevé en plusieurs flux parallèles de débit moins élevé, acheminés chacun par sa propre porteuse. Leur nombre peut être élevé. Il s'agit d'une forme de MRF (Multiplex par répartition en fréquence), première étape vers l'OFDM.

La fonction de transfert d'un canal résultant d'une propagation à trajets multiples présente une réponse fréquentielle qui n'est pas plate, mais comporte des creux et des bosses dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur. Un très grand débit impose une grande bande passante, et si cette bande couvre une partie du spectre comportant des creux, il y a perte totale de l'information pour la fréquence correspondante. Le canal est dit alors sélectif en fréquence. Pour remédier à ce désagrément, l'idée est de répartir l'information sur un grand nombre de porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroits pour lesquels la réponse fréquentielle du canal peut être considérée comme constante. Ainsi, pour ces canaux, le canal est non sélectif en fréquence, et s'il y a un creux, il n'affectera que certaines fréquences, qui pourront être récupérées grâce à un codage convolutif (Code correcteur d'erreur). On utilise des porteuses orthogonales qui présentent l'avantage de pouvoir retrouver leur phase et amplitude indépendamment les unes des autres.

D'autre part, lors du déplacement d'un récepteur dans le cas d'une réception mobile, plusieurs ondes parviennent au récepteur, ayant chacune un décalage de phase variable dans le temps. Cela engendre, sur le signal résultant, des variations permanentes dans l'amplitude du signal. Cette variation temporelle des phases et de l'amplitude des signaux s'appelle l'effet Doppler.

I.4 NOTION D'ORTHOGONALITE

La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulation multi-porteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les sous-porteuses. Cependant, pour que ce recouvrement n'ait pas d'effet néfaste, les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel.

L'utilisation d'un très grand nombre de porteuses est une perspective presque effrayante : il faut sûrement beaucoup de modulateurs / démodulateurs et de filtres. Il faut aussi davantage de largeur de bande. Il est heureusement simple de résoudre ces deux problèmes en spécifiant un espacement rigoureusement régulier de $u = 1 / Tu$ entre les sous-porteuses, où Tu est la période (utile ou active) du symbole pendant laquelle le récepteur intègre le signal démodulé.

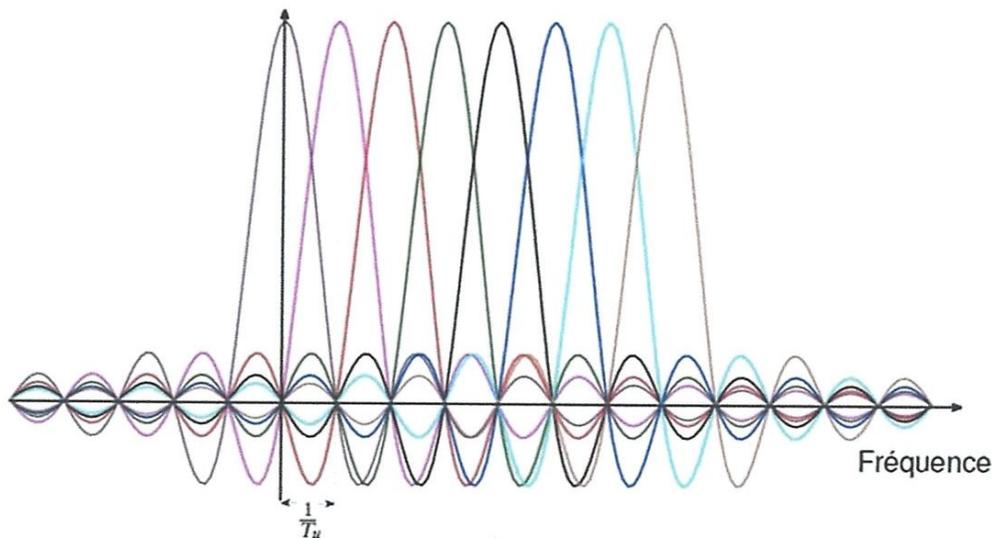


Figure I.3 : N sous-porteuses orthogonales pour un système OFDM

Ces sous-porteuses satisfont au critère d'orthogonalité entre sinusoides. Une notion importante à rappeler est que deux signaux périodiques sont orthogonaux lorsque l'intégrale de leur produit sur une période T est égale à zéro [2].

Soit donc :

- pour les signaux analogiques : $\int_0^T \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) * \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) dt = 0 \quad (m \neq n)$ (I.1)

- pour les signaux numériques : $\sum_{k=0}^{N-1} \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) * \cos\left(\frac{2\pi km}{N}\right) = 0 \quad (m \neq n)$ (I.2)

I.5 SCHEMA BLOC D'UN SYSTEME OFDM

Ce schéma représente un système OFDM complet. Il comporte un émetteur, un récepteur et un canal radio à travers lequel se fait la transmission.

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

On a encore le bloc de modulation numérique (QAM, 16-QAM ...), le bloc d'insertion et d'omission de temps de garde, les blocs FFT et IFFT pour la modulation et démodulation des sous-porteuses et enfin les blocs caractérisant le canal de transmission. A la sortie, on rejoint les flux de données parallèles pour reconstituer les données initiales [2].

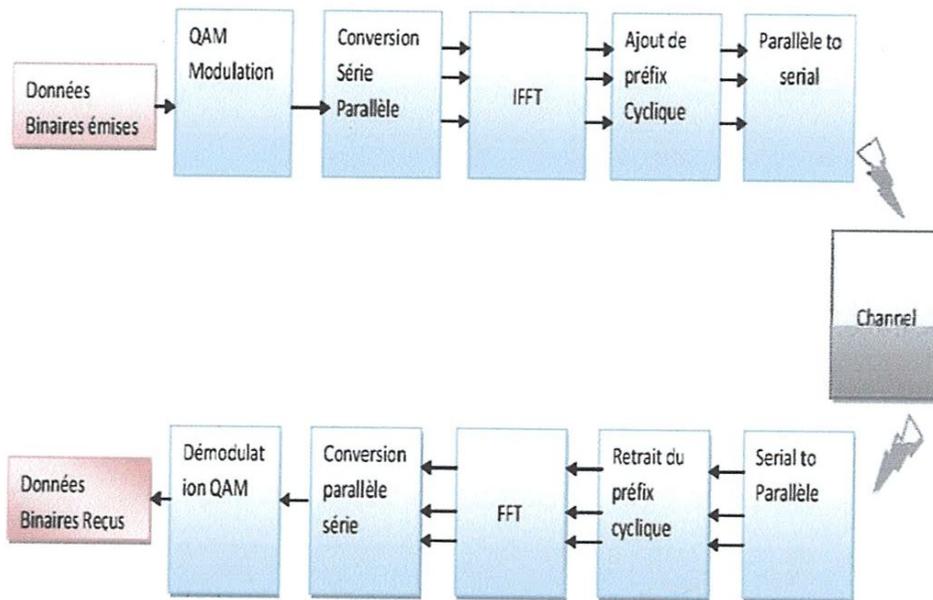


Figure I.4 : Schéma bloc d'un système OFDM

La chaîne d'émission commence par la génération d'une série binaire représentant la voix, des données, une image ou encore d'une information analogique qui résulte d'une conversion analogique numérique avant introduction dans la chaîne de transmission. Pour ce travail le signal généré est aléatoire binaire. La prochaine figure présente les données binaires à la sortie de ce premier bloc. On voit clairement la série dont l'amplitude varie entre 0 et 1.

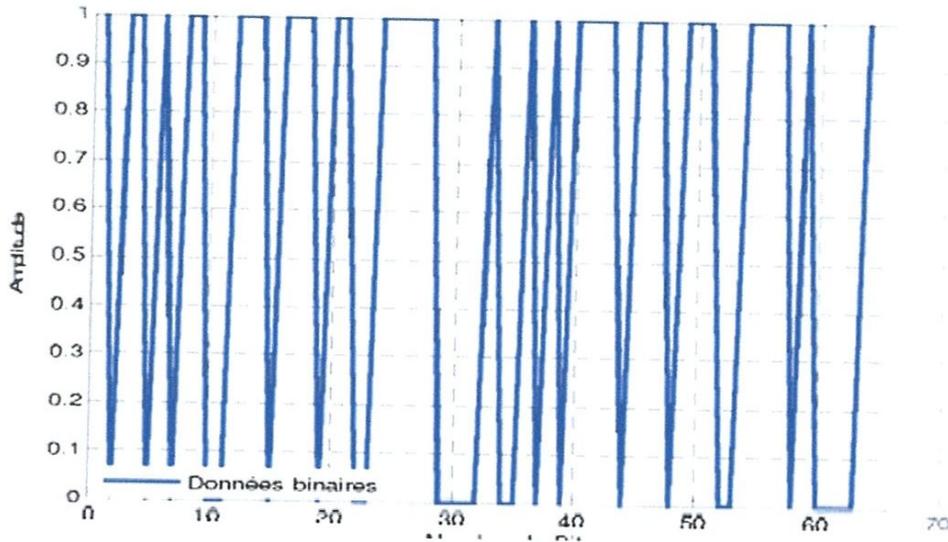


Figure I.5 : Données binaires

- **Modulation**

Les données binaires sont modulées par la suite dans le bloc de modulation en bande de bases. Le terme généralement employé est « mappage ». Le mappage est fait au choix, ça peut-être du M-PSK (M Phase Shift Keying) ou du M-QAM (M-Quadrature Amplitude Modulation). La première est très utilisée lorsqu'on veut transmettre avec le minimum d'énergie possible tandis que la seconde est adaptée pour avoir du haut débit.

À la sortie du modulateur en bande de base, l'information a une constellation bien spécifique. Pour un mappage 16-QAM, on remarque assez aisément la répartition régulière des différents symboles, ainsi que la clarté de leur position dans le plan I (en phase) et Q (quadrature de phase) de la figure ci -dessous.

Si c'est du M-PSK en émission, il faut aussi du M-PSK en réception. On retrouve après cette étape le signal original dont la vraisemblance avec celui qui est transmis dépend des perturbations introduites par le canal et les erreurs de traitement.

I.6 INTERVALLE DE GARDE ET SUFFIXE CYCLIQUE

I.6.1 INTERVALLE DE GARDE

Une même suite de symbole arrivant à un récepteur par deux chemins différents se présente comme une même information arrivant à deux instants différents, elles vont donc s'additionner provoquant l'interférence inter symbole (addition d'un symbole avec le suivant plus le précédant légèrement déphasé).

Pendant la transmission de chaque deux symbole successif, on insère une zone "morte" appelée intervalle de garde [3].

De plus, la durée utile d'un symbole sera choisie suffisamment grande par rapport à l'étalement des échos. Ces deux précautions vont limiter l'interférence inter symbole.

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

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

$$\mathbf{T_s = T_u + T_g} \quad \mathbf{(I.3)}$$

Le temps de garde, s'il peut être un intervalle de garde "blanc" pendant lequel on n'émet rien, est plus généralement une copie de la fin de la trame OFDM. Si cette méthode est efficace pour lutter contre l'ISI, elle pénalise cependant sensiblement le débit de transmission, et certains systèmes OFDM profitent des progrès dans le domaine de l'égalisation pour s'en affranchir.

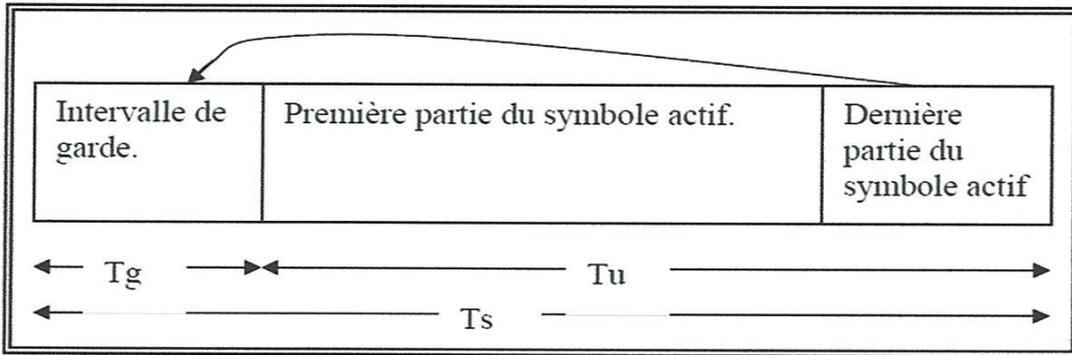


Figure I.7 : Intervalle de garde (Préfixe cyclique)

I.6.2 SUFFIXE CYCLIQUE

Le suffixe cyclique est aussi une extension cyclique du symbole OFDM, le suffixe est intégré à la fin du symbole OFDM. Il est utilisé pour éviter l'interférence entre le flot montant et celui descendant dans une communication. Pour choisir sa longueur, on calcule la différence de temps de réception entre le flot montant et celui qui est descendant.

I.7 MODES D'ACCES MULTIPLE UTILISANT L'OFDM

Différentes méthodes d'accès multiple utilisant la transmission OFDM existent : OFDM-TDMA, OFDM-FDMA, MC-CDMA etc.

En effet, dans le cas d'un système comportant plusieurs usagers, il faut une technique bien précise pour pouvoir allouer à chacun d'eux ses ressources radio utiles [1].

En fait, deux cas se présentent :

- Allocation aléatoire : Les émetteurs n'ont aucune idée sur l'état du canal radio et du gain de trajet. Dans ce cas, l'accès multiple se fait par division temporelle (TDMA) ou division fréquentielle (FDMA) ou une division par code (CDMA).
- Allocation adaptative : Les émetteurs ont des informations sur le canal, donc ils peuvent choisir selon des algorithmes les sous porteuses qui vont être allouées aux usagers. Dans ce cas, on aura une allocation OFDM coordonnée ou adaptative (OFDMA-Adaptative).

I.7.1 OFDM-TDMA

Dans un système OFDM-TDMA, chaque utilisateur a un intervalle de temps durant lequel toutes les sous-porteuses lui sont allouées. On suppose que la durée de chaque intervalle de temps est égale à la durée d'un symbole OFDM.

Ce mode d'accès multiple est meilleur que les autres modes quand l'allocation aléatoire est utilisée, car il bénéficie de tout le gain que présente le canal.

L'avantage de ce type d'accès multiple est la réduction de la consommation d'énergie au récepteur qui ne fonctionne qu'à des instants bien déterminés.

L'inconvénient de ce type de système est l'apparition des problèmes dans le cas de délai de propagation remarquable.

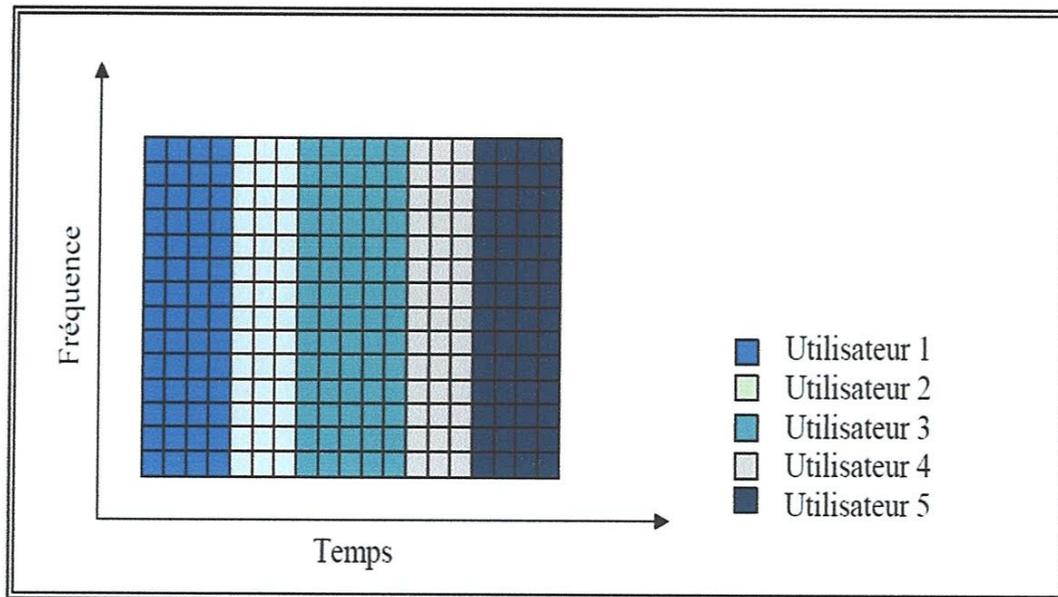


Figure I.8 : Accès multiple OFDM-TDMA

I.7.2 OFDM-FDMA (OFDMA) :

Dans un système OFDM-FDMA, Chaque utilisateur alloue une partie des sous-porteuses à chaque symbole OFDM. Pour chaque sous-porteuse allouée on applique une méthode adaptative d'allocation qui dépend du rapport SNR. Cette méthode présente des avantages et des inconvénients opposés à ceux de la méthode OFDM-TDMA.

Il existe plusieurs variantes, parmi lesquelles :

I.7.2.1 Bloc FDMA

A chaque usager est alloué un ensemble de sous-porteuses adjacentes (**Figure I.9**). L'allocation d'un bloc à un utilisateur quelconque se fait en appliquant le «GreedyAlgorithm» qui consiste à allouer un seul bloc à chaque utilisateur. Le premier bloc sera alloué à l'utilisateur qui présente le meilleur rapport SNR associé à ce bloc. On continue en appliquant

la même procédure avec les blocs et les utilisateurs restants, jusqu'à ce que tous les blocs soient alloués [2].

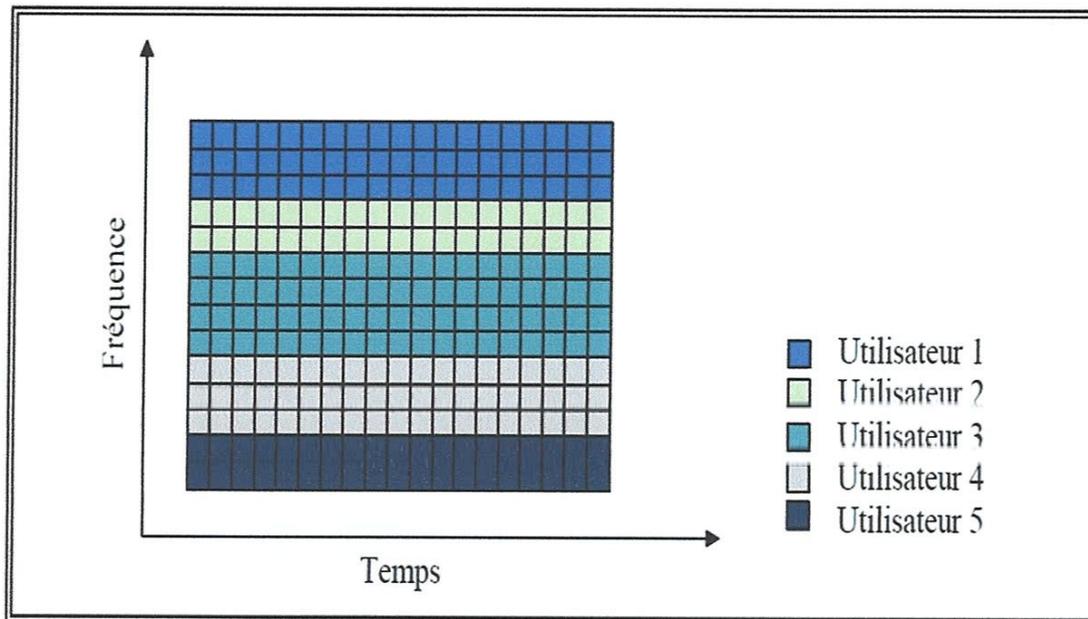


Figure I.9 : Accès multiple : Bloc FDMA

Cette méthode présente un inconvénient dans le cas de présence d'un creux dans la réponse fréquentielle du canal de transmission, car toutes les sous porteuses adjacentes seront affectées par ce creux, et par suite le bloc tout entier sera mal reçu.

I.7.2.2 FDMA-Entrelacé

Comme conséquence directe de l'inconvénient que présente le mode d'accès multiple « Bloc FDMA », on peut voir que les données codées transmises ne devraient pas être simplement affectées aux sous porteuses OFDM dans un ordre séquentiel mais il faut bien les entrelacer d'abord (Figure I.10).

Alors, les utilisateurs allouent des sous-porteuses qui sont distribuées sur l'axe fréquentiel. La modulation adaptative est appliquée sur les sous-porteuses.

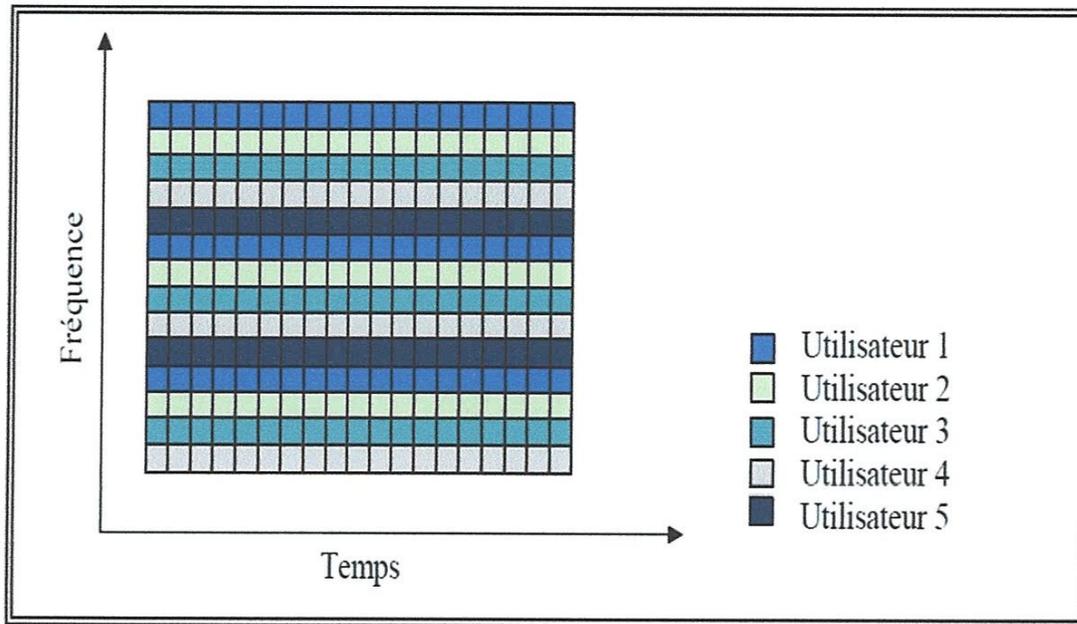


Figure I.10 : Accès multiple : FDMA-Entrelacé

I.7.2.3 OFDMA Adaptative

Dans cette méthode, une sous porteuse est allouée suivant les conditions du canal. Dans un système de communication à deux voies, la réponse fréquentielle du canal pour chaque utilisateur et sur chaque sous-porteuse peut être envoyée à l'émetteur par un feedback ou bien elle peut être estimée directement par l'émetteur dans les systèmes à duplexage temporel [2].

I.7.3 OFDM - CDMA :

Les usagers se distinguent les uns des autres par des codes. La version de CDMA-OFDM la plus utilisée est la multi-porteuse CDMA (MC-CDMA). Dans ce type d'accès, le signal de donnée est étalé par une séquence directe d'étalement de spectre (DS-SS), le code d'étalement utilisé dans notre cas est le code Walsh.

L'avantage de CDMA-OFDM est la limite douce de la capacité de l'utilisateur, et au contraire de TDMA-OFDM et de FDMA-OFDM où la probabilité d'erreur d'un bit dépend de l'état de canal à la fréquence par laquelle il est modulé, dans le cas du CDMA-OFDM chaque bit prend l'avantage de tous les pics de gain du canal [1].

I.8 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L'OFDM

I.8.1 AVANTAGES

- Résistance aux perturbations

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

Même si une partie du signal a été fortement endommagée par les perturbations dues au canal, on se rend compte que seules certaines fréquences en ont pâti, mais que globalement l'information est quand même parvenue jusqu'au récepteur [1].

- La diminution des taux de transmission et l'ajout de préfixes cycliques permettent d'éliminer ou de limiter l'interférence inter symboles et de simplifier l'égalisation au récepteur.
- Les effets des parcours multiples dû aux évanouissements sélectifs en fréquence sont réduits en divisant le spectre en N sous porteuses ayant des évanouissements plats.
- Le chevauchement en fréquence des sous porteuses permet de conserver une grande efficacité spectrale [3].
- Le modulateur et le démodulateur peuvent être réalisés en utilisant une IFFT et une FFT respectivement [4].

I.8.2 INCONVENIENTS

La technique n'est pas parfaite et possède comme toutes les autres des inconvénients :

- La sensibilité aux erreurs de synchronisation causée par le mouvement du récepteur ou des perturbations dans le canal.
- Le rapport puissance maximale et puissance moyenne du signal : PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) élevé [1].
- L'OFDM est sensible au décalage fréquentiel qui peut causer une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses [4].

I.9 APPLICATIONS

L'OFDM est un domaine de recherche pertinent pour une mise en application dans les réseaux locaux sans fil et dans des applications de câble à bande large.

Les premières applications ont concerné la diffusion du son numérique dans le canal radio-mobile.

En outre, l'OFDM est utilisé dans :

- la télédiffusion numérique terrestre (DVB-T, DVB-H) ;
- la radiodiffusion numérique terrestre DAB ;
- la radiodiffusion numérique terrestre T-DMB ;
- la radiodiffusion numérique DRM ;
- les liaisons filaires telles que l'ADSL, le VDSL, les modems sur courant porteur (*Homeplug*), les modems câble (standard Docsis) ;
- les réseaux sans-fils basés sur les normes 802.11a, 802.11g, 802.11n (Wi-Fi), 802.16 (WiMAX) et HiperLAN ;
- les réseaux mobiles de nouvelle génération (LTE, 4G) qui utilisent la technique d'accès multiple basée sur l'OFDM appelée OFDMA.

I.10 CONCLUSION

Ce premier chapitre était dédié à la présentation de la modulation OFDM.

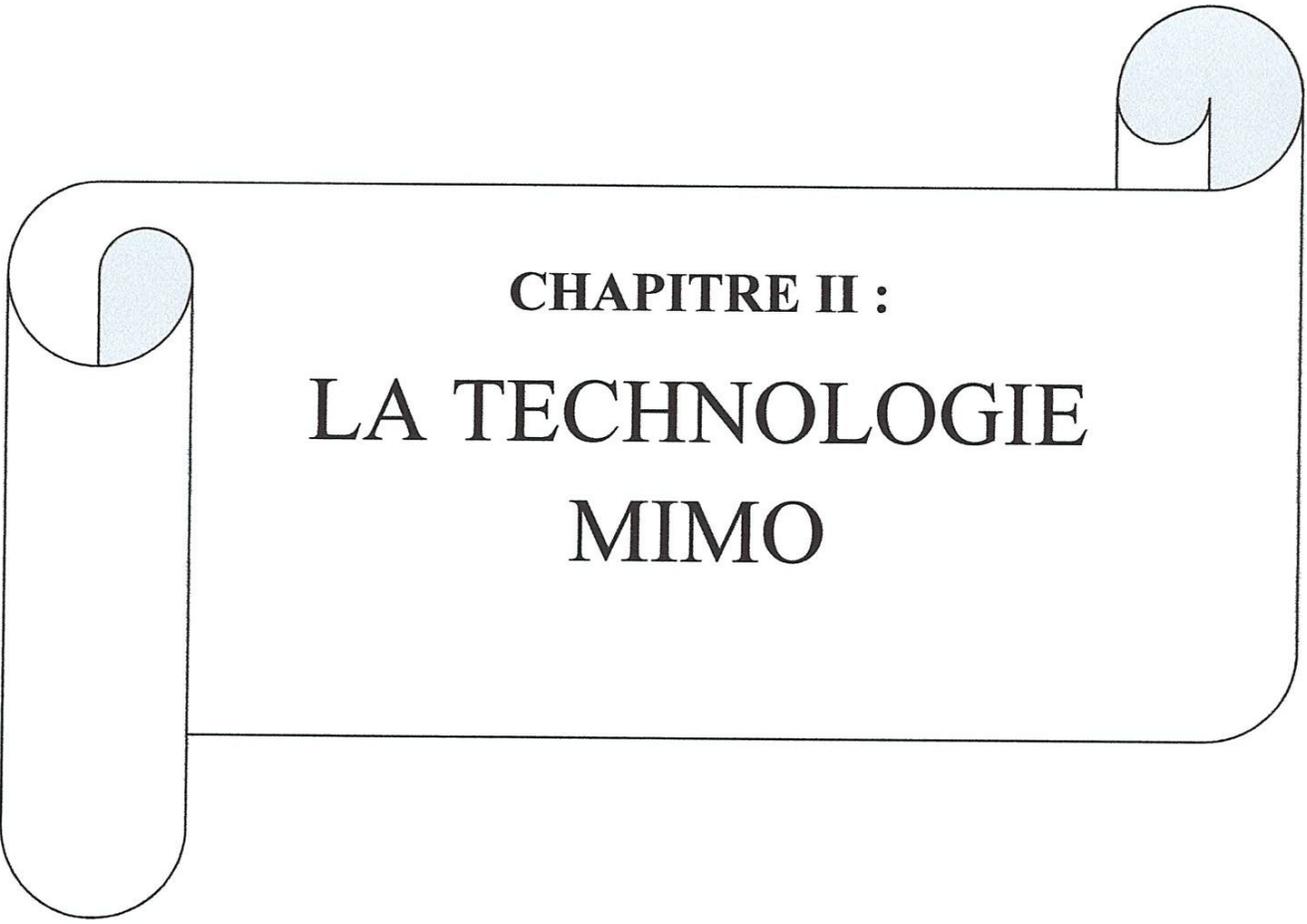
Un des majeurs problèmes que rencontre la transmission à débit élevé est le problème de trajet multiple. L'OFDM apparaît comme une bonne solution pour les trajets multiples, et ceci en divisant la bande de transmission en N sous-canaux orthogonaux.

Dans ce chapitre, nous avons eu à voir le principe de cette modulation, les différentes étapes d'émission et de réception du symbole OFDM.

Il était aussi question des différents modes d'accès multiples qui peuvent être utilisés avec la transmission OFDM. Les allocations aléatoires et adaptatives de ressources peuvent être appliquées à tous ces modes d'accès. En effet, on a remarqué, que parmi tous les modes présentés, c'est le mode d'accès OFDM-TDMA qui donne de meilleurs résultats quand

l'allocation aléatoire est utilisée, Tandis que, pour une allocation adaptative, c'est l'OFDMA adaptative (OFDM-FDMA).

Cette technique de modulation peut avoir d'autres intérêts en le combinant à d'autre technologie, telle que le MIMO dont l'étude fera l'objet du chapitre suivant.



CHAPITRE II :
LA TECHNOLOGIE
MIMO

II.1 INTRODUCTION

Les communications sur le canal radio-mobile se sont fortement développées ces dernières années, aussi bien en terme de nombre d'utilisateurs que de débit par utilisateur. Ceci entraîne la saturation des ressources radio-fréquences dans les lieux de forte population. Dès lors, il existe une forte demande pour augmenter l'efficacité spectrale de ces communications.

D'un autre côté, les transmissions via le canal radio mobile sont fortement pénalisées par les évanouissements du signal, dus à la fois aux trajets multiples et aux interférences entre symboles.

Pour pallier ces deux inconvénients, une solution est étudiée depuis quelques années. Il s'agit d'une architecture de transmission basée sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Ces architectures, dites MIMO (Multiple Input Multiple Output), ont été développées par les laboratoires Bell en 1997 [5]. Ce présent chapitre donnera un bref aperçu sur la communication sans fil, puis nous parlerons des technologies multi-antenne SIMO (Single-Input Multiple-Output), MISO (Multiple-Input Single-Output) et MIMO afin de se familiariser avec l'aspect spatial qu'apporte l'augmentation du nombre d'antennes. Pour en venir à ces systèmes multi-antennes, un aperçu sur le système SISO (Single -Input Single-Output) est primordial. La capacité étant un facteur limitant du SISO, nous allons donner et comparer la capacité des systèmes SISO, SIMO et MIMO.

II.2 COMMUNICATION SANS FIL

Un système de communication sans fil comporte 3 éléments principaux :

- Un émetteur qui traite la grandeur d'entrée pour la convertir radioélectrique.
- Un récepteur qui reçoit le signal et le convertit en information utilisable.
- Une voie de transmission radio électrique, qui relie l'émetteur et le récepteur.



Figure II.1 : Communication sans fil

II.2.1 PROPRIETE D'UN CANAL RADIO

Les systèmes de communication sans fil sont limités en performances et en capacité à cause de deux facteurs liés au canal de transmission [3].

- **Bruit additif**

Le bruit est un signal parasite, aléatoire et non désiré se superposant aux signaux utiles. C'est l'un des problèmes les plus rencontrés dans la transmission. Il est généré par les composantes internes du système de communication et principalement par le bloc radio fréquence du récepteur. Il est modélisé par un bruit blanc gaussien additif (BBGA) à puissance constante.

- **Evanouissement et trajets multiples**

Le canal de transmission radio est caractérisé par plusieurs phénomènes physiques : la réflexion du signal sur un obstacle, la réfraction du signal lorsque celui-ci traverse un milieu d'indice différent de celui d'où il provient, la diffraction due à un obstacle,...

Tous ces phénomènes physiques entraînent des échos (propagation par trajets multiples due à la présence d'obstacles) pouvant engendrer des évanouissements (fadings) qui sont des « trous de transmission » résultant de l'annulation du signal à un instant et une fréquence donnée.

II.2.2 LES DIFFERENTS TYPES DE RESEAUX SANS FIL

Les réseaux sans fil sont habituellement repartis en plusieurs catégories, selon le périmètre géographique offrant la connectivité (appelé zone de couverture) [6].

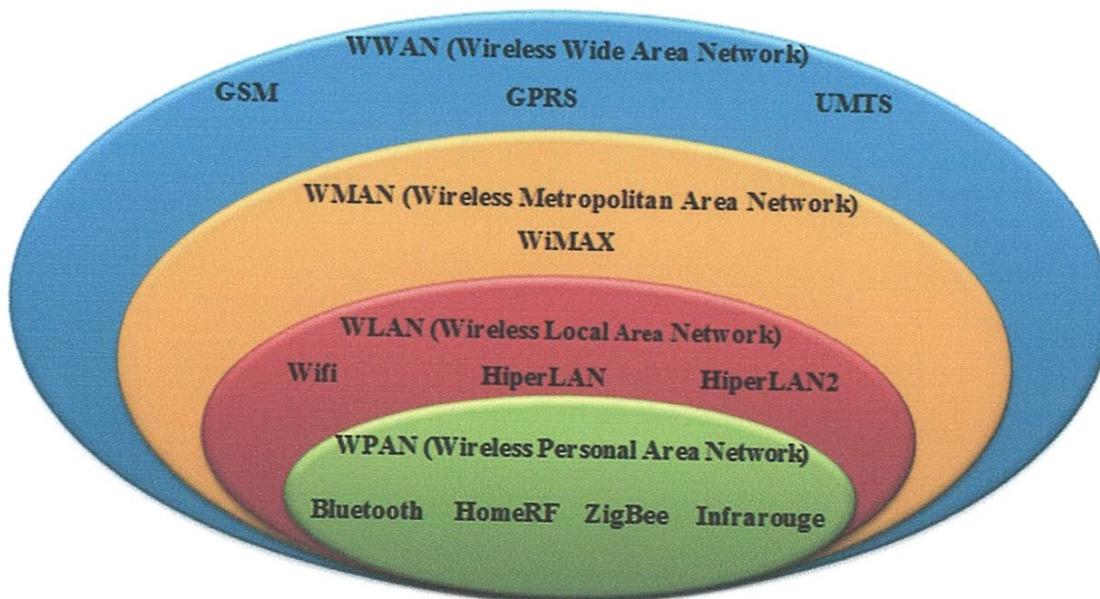


Figure II.2 : Différents types de réseaux sans fil

- **Le réseau personnel sans fil**

Appelé également réseau individuel sans fil ou réseau domestique sans fil et noté **WPAN** pour **Wireless Personal Area Network** concerne les réseaux sans fil d'une faible portée : de l'ordre de quelques dizaines de mètres. Il existe plusieurs technologies utilisées pour les WPAN à savoir : Bluetooth, HomeRF, ZigBee et les liaisons infrarouges.

- **Réseaux locaux sans fil (WLAN)**

Le réseau local sans fil (noté **WLAN** pour **Wireless Local Area Network**) est un réseau permettant de couvrir l'équivalent d'un réseau local d'entreprise, soit une portée d'environ une centaine de mètres. Il permet de relier entre eux les terminaux présents dans la zone de couverture. Le type de WLAN le plus commun est désigné par l'abréviation Wifi (**Wireless Fidelity**).

- **Réseaux métropolitains sans fil (WMAN)**

Le réseau métropolitain sans fil (**WMAN** pour **Wireless Metropolitan Area Network**) est connu sous le nom de **Boucle Locale Radio (BLR)**. Il interconnecte plusieurs LAN géographiquement proches (au maximum quelques dizaines de km) à des débits importants allant de 1 à 10 Mbit/s pour une portée de 4 à 10 kilomètres. La norme de réseau métropolitain sans fil la plus connue est le WiMAX.

- **Réseaux étendus sans fil (WWAN)**

Le réseau étendu sans fil (**WWAN** pour **Wireless Wide Area Network**) est également connu sous le nom de réseau cellulaire mobile. Il s'agit des réseaux sans fil les plus répandus puisque tous les téléphones mobiles y sont connectés.

Les principales technologies sont les suivantes :

- **GSM** (Global System for Mobile Communication ou en français Groupe Spécial Mobile)
- **GPRS** (General Packet Radio Service)
- **UMTS** (Universal Mobile Telecommunication System) .

II.3 LA DIVERSITE

II.3.1 PROBLEMATIQUE

La puissance d'un signal RF (Radio Fréquence) transmise entre deux antennes est atténuée à travers l'espace, ce qui peut affecter considérablement les performances en réception. Cette atténuation de la puissance entre l'émetteur et le récepteur est due à plusieurs phénomènes parmi lesquels [3] :

- **L'affaiblissement de parcours ou *slow fading*** qui caractérise l'affaiblissement que subit une onde lorsqu'elle parcourt la distance entre la station de base (émetteur) et le terminal portatif (récepteur).

Cet affaiblissement est dû notamment à la dispersion de la puissance mais également aux obstacles rencontrés sur le chemin (immeubles, montagnes, ...). Donc, plus on s'éloigne de l'antenne émettrice, plus la puissance reçue est faible.

- **L'évanouissement rapide ou *fast fading*** qui est une atténuation variant entre une valeur maximale et minimale d'une façon irrégulière. Ce fast fading peut être de type :

- shadow fading** : L'utilisateur se déplace dans des zones avec des obstacles de tailles diverses, comme des montagnes, immeubles ou tunnels. Ces obstacles peuvent complètement atténuer le signal.

- **fading de Raleigh** (*Rayleigh fading*), est une autre sorte d'évanouissement entraînant des variations irrégulières du signal qui sont très problématiques à surmonter.

Pour éviter ces problèmes, une technique de réception spéciale appelée combinaison de récepteurs multiples mais plus connu sous le nom de diversité est envisageable.

II.3.2 PRINCIPE DE LA DIVERSITE

Le principe de base de la diversité est que le récepteur doit disposer de plusieurs versions du signal transmis, reçues sur des canaux indépendants. La Figure II.3 illustre deux signaux à évanouissements indépendants et le signal combiné en sortie du combineur. Si les deux signaux sont indépendants, il y a alors peu de chance qu'ils s'évanouissent au même moment. Nous voyons bien que le signal combiné possède un rapport signal sur bruit (SNR) moyen supérieur comparé à celui reçu par chaque antenne : en d'autres termes les évanouissements sont moins importants.

Pour réaliser une bonne diversité, il faudra une bonne combinaison d'antennes pour avoir des signaux à évanouissement indépendants, mais aussi une bonne technique de combinaison de signaux permettant de maximiser le SNR moyen à la sortie.

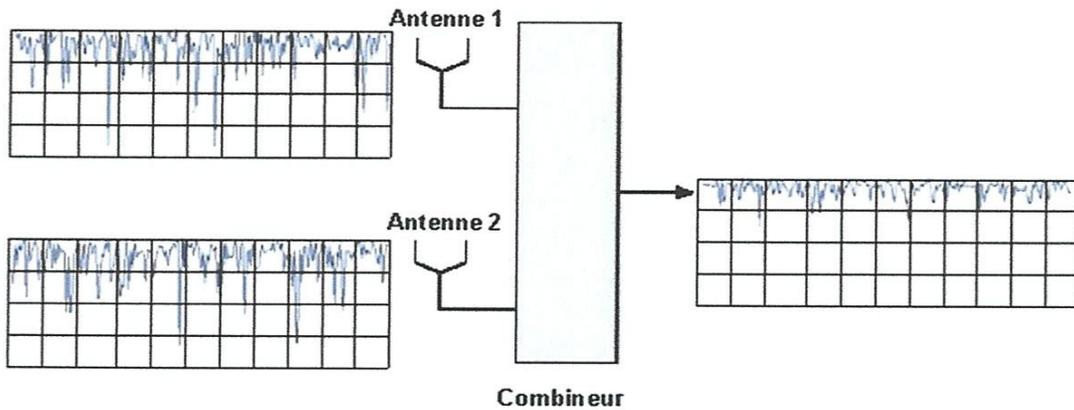


Figure II.3 : Principe de la diversité

II.3.3 TYPES DE DIVERSITE

Il existe plusieurs techniques de diversité [3, 7], en voici quelques-unes :

II.3.3.1 Diversité spatiale

Elle consiste à émettre ou recevoir l’information par plusieurs antennes, séparées dans l’espace d’au moins la distance de cohérence, qui correspond à la séparation minimale des antennes garantissant un évanouissement indépendant. Cette distance de cohérence peut varier très largement selon le type et l’emplacement de l’antenne considérée.

II.3.3.2 Diversité fréquentielle

Elle est efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, la diversité fréquentielle revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l’écartement fréquentiel est d’au moins la bande de cohérence du canal B_c (Fig. II.4). La diversité fréquentielle peut être exploitée par l’utilisation d’une modulation multiporteuse. Un exemple de technique utilisant cette diversité : OFDM.

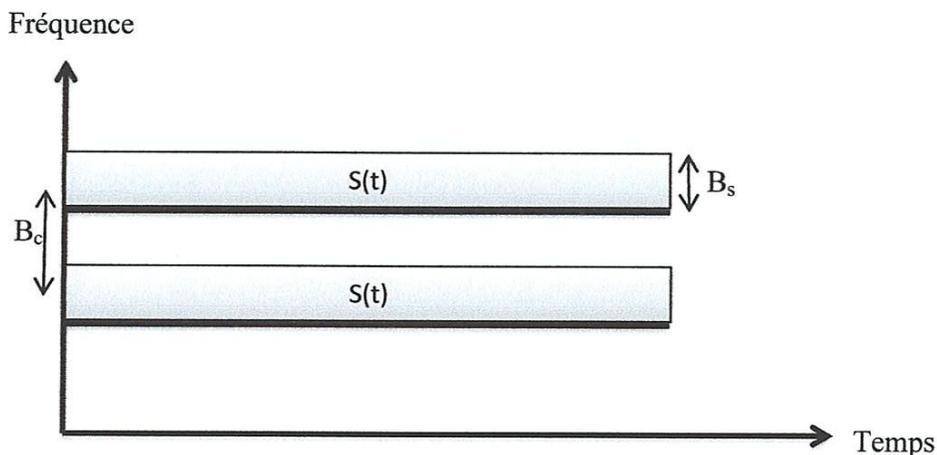


Figure II. 4 : transmission sur plusieurs intervalles fréquentiels

II.3.3 Diversité temporelle

Elle est utilisée pour combattre l'évanouissement sélectif en temps, la diversité temporelle consiste à émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions redondantes) dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c (Fig. II.5). Le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, et la baisse de débit correspondant.

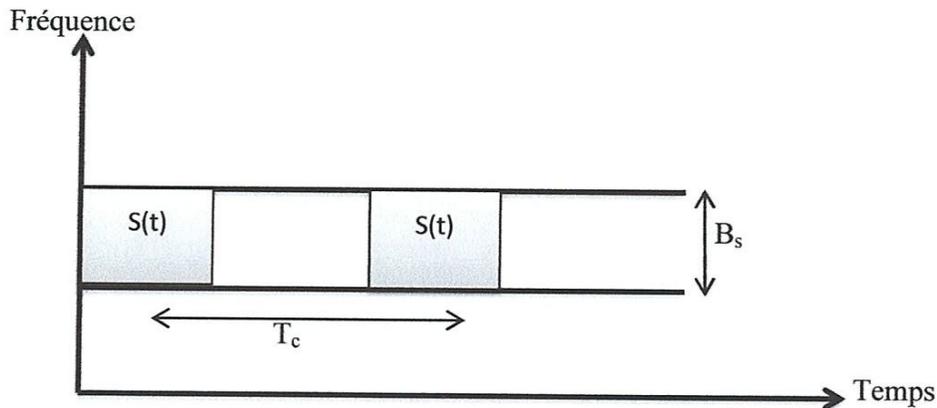


Figure II.5 : transmission sur plusieurs intervalles temporels

II.4 PRESENTATION DES SYSTEMES SISO, SIMO, MISO

II.4.1 SYSTÈME SISO: SINGLE INPUT SINGLE OUTPUT

C'est l'architecture la plus simple qui utilise une seule antenne en émission et une autre en réception.



Figure II.6 : Système SISO

La capacité du canal SISO est :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \text{ bps} \tag{II.1}$$

Où :

P : la puissance du signal utile en Watt,

No : la densité spectrale de puissance du bruit calculé en W/Hz,

W : la bande passante donnée en Hz.

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

$$C = \log_2(1 + \rho) \text{ bps} \tag{II.2}$$

Avec ρ est le rapport signal sur bruit.

II.4.2 SYSTEME SIMO SINGLE INPUT MULTIPLE OUTPUT

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

Le signal reçu est additionné et le rapport signal sur bruit total est la somme des rapports signaux sur bruits de chacune des antennes de la réception [1].

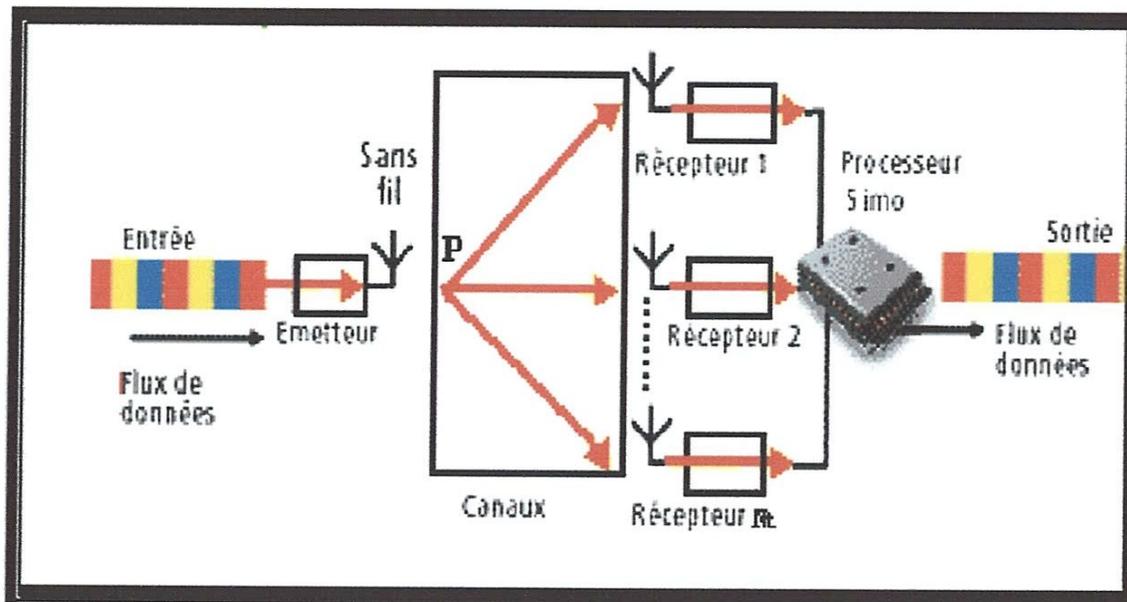


Figure II.7 : Système SIMO

La capacité du canal SIMO :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_r^2 \frac{P}{N_0 W} \right) \text{ bps} \tag{II.3}$$

Nr : le nombre d'antenne réceptrice.

En normalisant la capacité (en la divisant par la bande utile W), nous obtenons :

$$C = \log_2(1 + N_r^2 \rho) \text{ bps} \tag{II.4}$$

Avec ρ est le rapport signal sur bruit.

II.4.3 SYSTEME MISO MULTIPLE INPUT SINGLE OUTPUT

C'est une technique de diversité spatiale en émission. C'est-à-dire Plusieurs antennes émettent des signaux qui sont interceptés par une seule antenne en réception. Dans ce mode de transmission, une superposition du signal transmis simultanément par les N_t antennes émettrices est reçue [3].

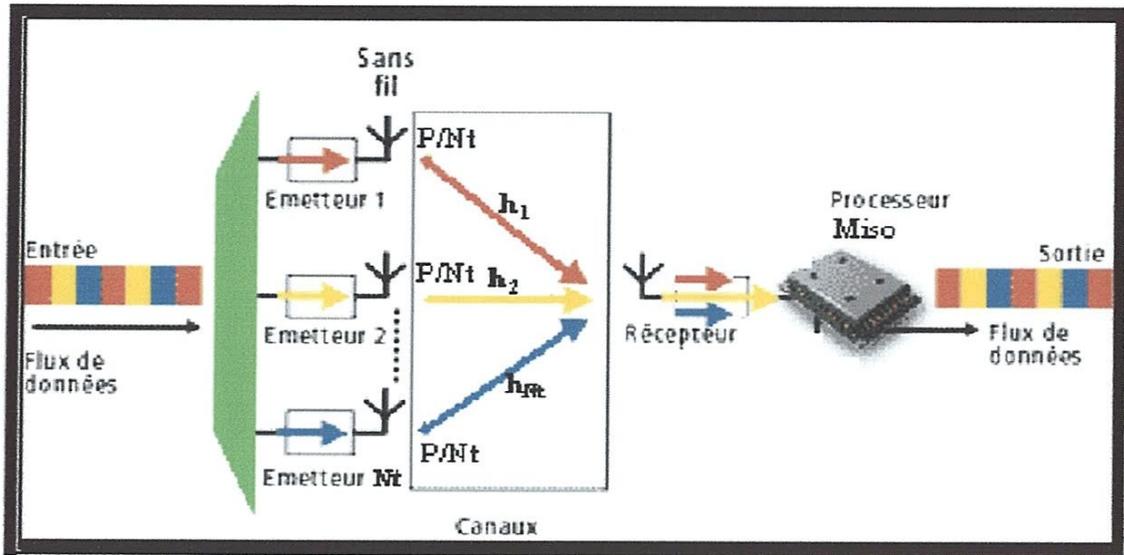


Figure II.8 : Système MISO

Chaque antenne émet le même symbole d'énergie E/N_t . C'est-à-dire que la puissance émise est divisée sur le nombre d'antenne telle que :

$$P = \sum_{i=1}^{N_t} P_i \tag{II.5}$$

Avec P_i est la puissance émise sur chaque antenne.

Si cette puissance est égale sur toutes les antennes, alors on dira que :

$$P = N_t \cdot P_i \tag{II.6}$$

La capacité du canal MISO :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_t \frac{P_i}{N_0 W} \right) = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \text{ bps} \tag{II.7}$$

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

$$C = \log_2 (1 + \rho) \text{ bps} \tag{II.8}$$

L'avantage de la technique MISO par rapport à la technique SISO est dans le fait que dans les multi trajets ; la probabilité d'évanouissement des N_t antennes est inférieure à la probabilité d'évanouissement sur une seule antenne.

II.5 SYSTEME MIMO MULTIPLE INPUT MULTIPLE OUTPUT

II.5.1 HISTORIQUE

Un brevet sur une méthode de communication sans-fil utilisant des antennes multiples a été déposé en 1984 par M. Jack Winters pour le compte de Bell Labs. En 1985, M. Jack Salz publia un article sur le MIMO basé sur les travaux de M. Winters. Par la suite, de 1986 à 1995, plusieurs auteurs ont rédigé des articles sur le sujet. En 1996, Greg Rayleigh et Gérard J. Foschini ont inventé de nouvelles approches accroissant l'efficacité du MIMO. Notamment, il a été démontré que la capacité du canal augmentait proportionnellement avec le nombre d'antennes [12].

II.5.2 PRINCIPE

Les technologies MIMO utilisent des réseaux d'antennes à l'émission et à la réception afin d'améliorer la qualité du rapport signal sur bruit (*Signal-to-noise ratio* ou SNR en anglais) et / ou le débit de transmission. Cela permet ensuite de pouvoir diminuer le niveau d'émission des signaux radio afin de réduire la pollution électromagnétique environnante, mais aussi de prolonger la durée des batteries dans le cas d'un téléphone [12].

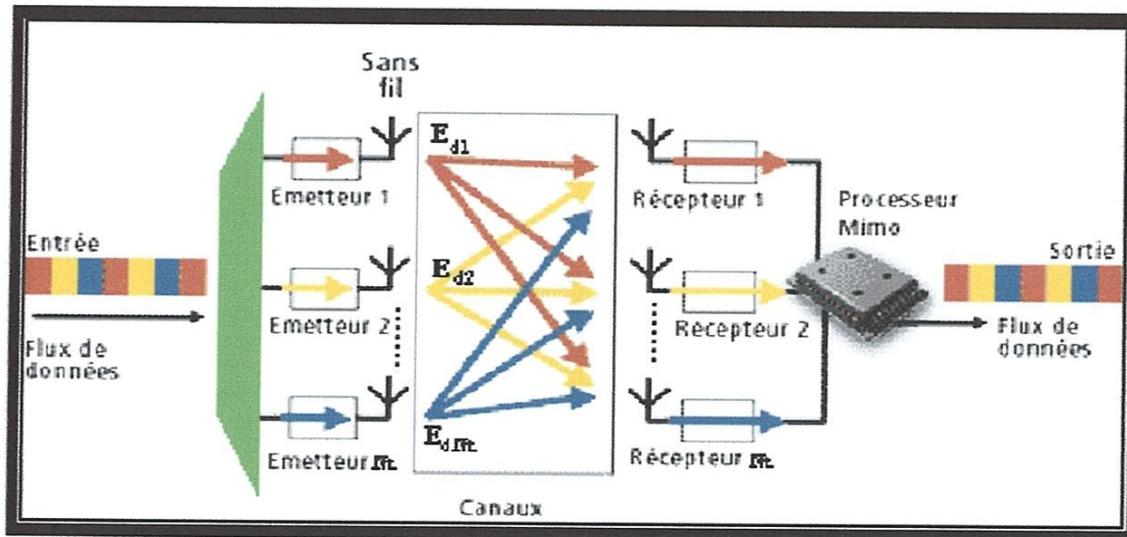


Figure II.9 : Système MIMO

On peut considérer trois catégories de MIMO [12]:

- **la diversité spatiale MIMO**

On transmet 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.

Cela permet d'augmenter le ratio S/B (grâce au gain de diversité) de la transmission. Pour que cette technique soit efficace, il faut que les sous-canaux MIMO soient décorrélés les uns des autres.

- **le multiplexage spatial MIMO**

Chaque message est découpé en sous-messages. On transmet simultanément les sous-messages différents sur chacune des antennes d'émission. Les signaux reçus sur les antennes de réception sont réassemblés pour reformer le message entier d'origine. Comme pour la diversité MIMO, les sous-canaux de propagation doivent être décorrélés.

Le multiplexage MIMO permet d'augmenter les débits de transmission (grâce au gain de multiplexage).

Les techniques de diversité et de multiplexage MIMO peuvent être conjointement appliquées. Par exemple pour un système MIMO 5 x 5 (c'est-à-dire 5 antennes d'émission et 5 antennes de réception), on peut configurer un sous-système MIMO 2 x 2 pour faire du multiplexage et un sous-système MIMO 3 x 3 pour faire de la diversité MIMO.

- **le MIMO - Beamforming**

On utilise le réseau d'antenne MIMO pour orienter et contrôler le faisceau d'onde 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).

II.5.3 CARACTERISATION DES DISPOSITIFS MIMO

II.5.3.1 Expression de la capacité

Le calcul de la capacité MIMO dépend principalement de deux paramètres [3] :

- Le modèle du canal MIMO.
- La distribution des puissances entre les antennes émettrices.

Dans le cas de la figure II.9 où nous avons un système MIMO à M émetteurs et N récepteurs, le canal MIMO est traduit par une matrice H de taille N×M dite matrice de canal.

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

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

En considérant l'émission d'une séquence $X = [x_1, x_2, \dots, x_M]^T$ avec réception de $Y = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$, nous pouvons écrire la relation suivante :

$$Y = HX + \eta \quad (\text{II.10})$$

Où η représente le bruit qui corrompt le signal lors de la traversée du canal.

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

$$H = UDV^* \quad (\text{II.11})$$

U et V sont des matrices unitaires c'est-à-dire $UU^H = VV^H = I$ avec I la matrice identité et U^H et V^H étant les matrices conjugués transposées des matrices U et V respectivement.

D est une matrice diagonale dont les éléments non nuls sont les valeurs propres (λ_i) de H :

$$D = \text{diag} (\lambda_i).$$

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

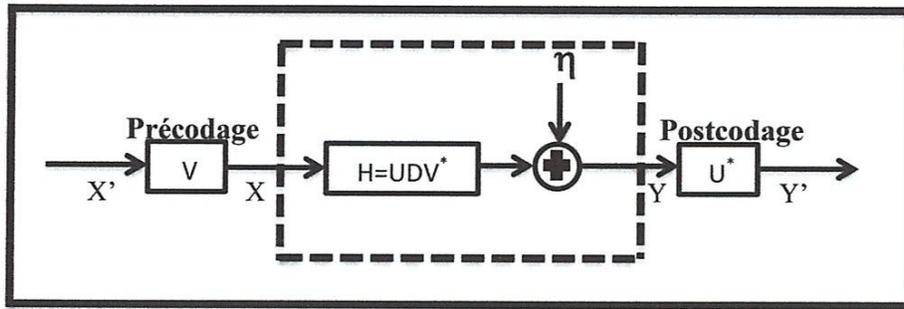


Figure II.10 : Représentation matricielle du système MIMO

$$\begin{aligned} Y &= U^*.Y \\ &= U^*. (UDV^*.X + \eta) \\ &= U^*. (UDV^*.VX' + \eta) \\ &= D. X' + \eta' \quad \text{où } \eta' = U^*. \eta \end{aligned}$$

$$Y = \text{diag} (\lambda_i). X' + \eta' \quad (\text{II.12})$$

L'équation obtenu montre que : $\forall (i, j) \in \{1, 2, \dots, m\}^2, i \neq j \Rightarrow y_i$ et y_j sont indépendants. D'où l'indépendance des m canaux MIMO existant.

Donc la capacité d'un canal MIMO [en bits/s ou Hz] est donnée par :

$$C = \sum_{i=0}^m C_i \tag{II.13}$$

$$C = \sum_{i=0}^m \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} |\lambda_i|^2 \right) \tag{II.14}$$

Où C_i est la capacité d'un canal SISO (pour une puissance émise P_t/M) et ρ est le rapport signal à bruit au récepteur.

Si on suppose $\lambda_i = \lambda$, alors :

$$C = m \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} |\lambda|^2 \right) \quad bps \tag{II.15}$$

La Capacité pour un système MIMO est

$$C = \log_2 \det \left[I_N + \frac{\rho}{M} \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^* \right] \quad bps \tag{II.16}$$

II.6 CODAGE ESPACE-TEMPS EN BLOC

Dans le but d'exploiter, encore plus, la diversité qu'offre un système MIMO, différents algorithmes de codage/décodage ont été développés. Nous en citons quelques-uns comme les techniques de combinaison par ratio maximal, de water-filling, de codage espace-temps en treillis et de codage espace-temps en bloc. Nous nous intéressons ici à celle du codage espace-temps en bloc.

Le codage espace-temps en bloc (en anglais Space-Time Bloc Coding) a été présenté, pour la première fois par Alamouti en 1998 [8]. Cette approche prend avantage des phénomènes de propagations multi-trajets, dans le but d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes MIMO. Le principe consiste à introduire une redondance d'information entre deux antennes d'émission et améliorer ainsi la robustesse pour une même puissance d'émission mais sans gagner du débit. Alamouti a présenté son code avec, au plus, deux antennes réceptrices. Le codage est fait en prenant en compte les dimensions spatiale et temporelle d'où son nom.

II.6.1 LE CAS MISO

Le schéma d'un codage espace-temps appliqué à un système MISO avec deux antennes en émission et une seule en réception est illustré sur la figure II.11.

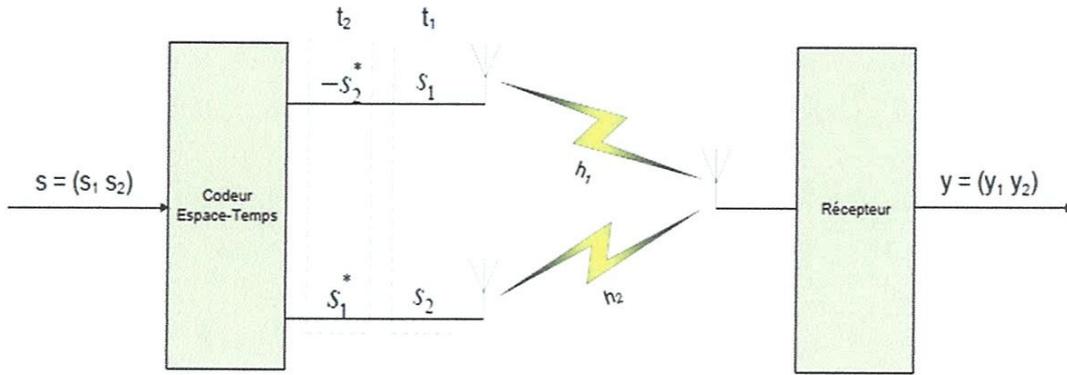


Figure II.11 : système MISO 2x1 avec codage d’Alamouti

A la sortie du codeur espace-temps, les antennes d’émission $Tx1$ et $Tx2$ envoient, respectivement, les symboles $s1$ et $s2$, durant le premier temps symbole $t1$. A $t2$ temps symbole après, les symboles $-s_2^*$ et s_1^* sont émis. Les canaux $h1$ et $h2$ sont supposés statiques durant $t1$ et $t2$.

Au niveau du récepteur, le signal reçu est la combinaison des symboles reçus affectés par les différents canaux. De là :

$$y = S \cdot h + b \tag{II.16}$$

Avec $y = [y_1 \quad y_2]^T$ le vecteur reçu, $h = [h_1 \quad h_2]^T$ le vecteur canal, $b = [b_1 \quad b_2]^T$ le vecteur bruit, S la matrice des symboles codés :

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ s_2^* & -s_1^* \end{bmatrix} \tag{II.17}$$

Le développement des éléments de l’équation $y = S \cdot h + b$ mène au système d’équations suivant :

$$y_1 = s_1 h_1 + s_2 h_2 + b_1 \tag{II.18}$$

$$y_2 = -s_2^* h_1 + s_1^* h_2 + b_2$$

En conjuguant la deuxième équation du système, on peut écrire :

$$y_1 = s_1 h_1 + s_2 h_2 + b_1 \tag{II.19}$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2^* \end{bmatrix} \tag{II.20}$$

Alamouti a considéré, dans son article, que les canaux h_1 et h_2 sont orthogonaux. Concrètement, il scinde le canal MISO en deux canaux indépendants pour garantir une diversité d’ordre.

Mathématiquement, cela veut dire que :

$\mathbf{H}_c \mathbf{H}_c^H = \mathbf{H}_c^H \mathbf{H}_c = (|\mathbf{h}_1|^2 + |\mathbf{h}_2|^2) \mathbf{I}_2$ avec $\mathbf{H}_c = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 & \mathbf{h}_2 \\ \mathbf{h}_2^* & -\mathbf{h}_1 \end{bmatrix}$ et \mathbf{I}_2 est la matrice identité.

Cette hypothèse simplifie le calcul des symboles \hat{s}_1 et \hat{s}_2 estimés à la réception. On peut écrire alors :

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{H}_c^H \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \end{bmatrix} = (|\mathbf{h}_1|^2 + |\mathbf{h}_2|^2) \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \mathbf{H}_c^H \cdot \mathbf{b}' \tag{II.21}$$

avec $\mathbf{b}' = [\mathbf{b}_1 \quad \mathbf{b}_2^*]^T$, le vecteur bruit résultant.

II.6.2 LE CAS MIMO

Comme mentionné précédemment, Alamouti a considéré un système MIMO avec deux antennes en émission et deux en réception. Le traitement appliqué à l'antenne de réception dans le cas MISO est appliqué à chacune des deux antennes de réception dans ce cas.

Les canaux h_1 et h_2 définis précédemment sont, cette fois-ci, des vecteurs contenant les coefficients des canaux établis, respectivement, entre l'antenne Tx1 et Tx2 et les deux antennes de réception. On écrit alors $\mathbf{h}_1 = [h_{11} \quad h_{12}]$ et $\mathbf{h}_2 = [h_{21} \quad h_{22}]$.

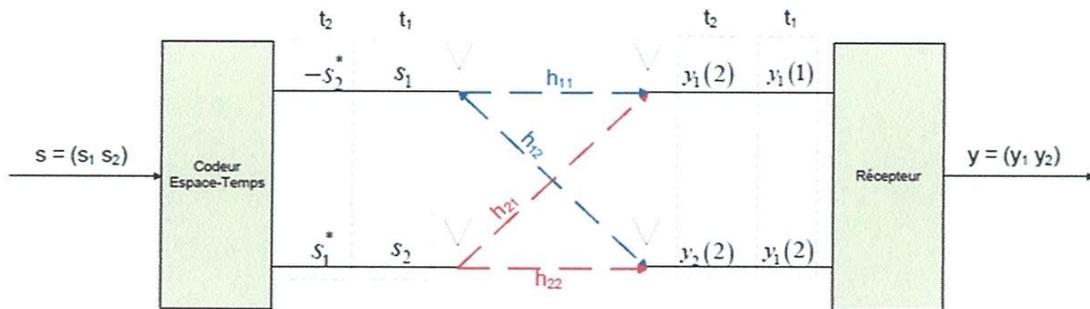


Figure II.12 : système MIMO 2x2 avec codage d'Alamouti

A la réception $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1 \quad \mathbf{y}_2]^T = [y_1(1) \quad y_1(2) \quad y_2(1) \quad y_2(2)]^T$ avec $y_1(1)$ et $y_1(2)$ les symboles reçus sur l'antenne Rx1, respectivement, durant t_1 et t_2 . De même, les symboles $y_2(1)$ et $y_2(2)$ sont reçus sur l'antenne Rx2, respectivement, durant les deux temps symboles.

En reprenant le calcul effectué dans le cas MISO et en l'adaptant à cette configuration, on écrit :

$$\begin{bmatrix} y_1(1) \\ y_1(2) \\ y_2^*(1) \\ y_2^*(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{12}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(1) \\ n_1(2) \\ n_2^*(1) \\ n_2^*(2) \end{bmatrix} \tag{II.22}$$

Et donc

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{H}_c^H \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1(1) \\ \mathbf{y}_1(2) \\ \mathbf{y}_2^*(1) \\ \mathbf{y}_2^*(2) \end{bmatrix} + \mathbf{H}_c^H \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1(1) \\ \mathbf{b}_1(2) \\ \mathbf{b}_2^*(1) \\ \mathbf{b}_2^*(2) \end{bmatrix} \text{ avec } \mathbf{H}_c = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{12}^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Le MIMO permet donc d'envoyer plusieurs signaux différents sur des antennes différentes à des fréquences proches pour augmenter le débit ou la portée du réseau. Sa particularité passe donc par l'utilisation simultanée de plusieurs antennes, émettrices et réceptrices. Ainsi il permet d'améliorer les performances des appareils, qui aujourd'hui connaissent des problèmes liés à la nature des ondes et à leur comportement suivant l'environnement, ce qui diminue la qualité de transmission et donc le débit ainsi que la portée.

Plusieurs standards, tels que le WiFi et le WiMAX, associent le MIMO à d'autres techniques comme l'OFDM dans le but d'améliorer encore plus les performances des systèmes.

II.7 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DU SYSTEME MIMO :

- L'avantage (en capacité) des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord, ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices [7].

- Le MIMO permet des débits de transmission de données jusqu'à 108 Mbps [13].
- Il s'adapte aux interférences en temps réel.
- Le prix à payer pour cette augmentation de la capacité est tout d'abord matériel, avec la multiplication des antennes et de leur électronique associée, mais aussi logiciel avec des récepteurs nettement plus complexes et demandant plus de puissance de calcul et donc une consommation accrue. Enfin, une dégradation du coefficient de corrélation entre les antennes peut entraîner une baisse de la capacité.

II.8 UTILISATIONS

La technologie MIMO est principalement utilisée dans :

- les normes Wifi (IEEE 802.11n),
- les normes Wimax (IEEE 802.16e),
- les normes de téléphonie mobile HSPA+ et LTE,

- La Freebox v5 HD de l'opérateur ADSL Free qui l'utilise pour transmettre la vidéo HD (remplacée par une liaison CPL : Courant porteur de ligne, en janvier 2008) [12] entre ses deux boîtiers, ainsi que pour la liaison avec les ordinateurs.

II.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons vu que pour lutter contre les évanouissements que peut subir un signal dans un environnement multi-trajets, il est préférable d'utiliser des techniques de diversité ou de MIMO. Dans le but d'exploiter encore plus la diversité qu'offre le système MIMO, différents algorithmes de codage/décodage ont été développés dont le codage espace-temps en bloc (code d'Alamouti) qui prend avantage des phénomènes de propagations multi-trajets afin d'améliorer l'efficacité spectrale.

Il a aussi été question de capacité des différentes techniques multi-antennes (SIMO, MISO et MIMO), et nous retenons que la technique MIMO est la plus adéquate pour augmenter la capacité de transmission de données.

Dans le but d'améliorer encore plus les performances des systèmes, plusieurs standards, tels que le WiFi et le WiMAX associent le MIMO à d'autres techniques comme l'OFDM (MIMO-OFDM) dont l'étude fera l'objet du chapitre suivant.



CHAPITRE III :
LE SYSTEME
MIMO-OFDM

III.1 INTRODUCTION

Plusieurs paramètres décrivent la qualité d'une liaison de données sans fil, les paramètres fondamentaux sont la vitesse de transmission, la fiabilité de transmission et la portée d'émission. Par conséquent, la vitesse de transmission peut être augmentée en réduisant la portée de transmission et la fiabilité. Cependant, avec le système MIMO-OFDM, les trois paramètres fondamentaux peuvent être améliorés en même temps. La technique MIMO peut être combinée avec n'importe quel type de modulation, mais les recherches récentes suggèrent que la combinaison entre les systèmes MIMO et les systèmes OFDM est la plus efficace. La combinaison des techniques MIMO et OFDM a été adoptée dans les communications sans fil en raison des nombreux avantages de l'OFDM et des avantages des systèmes MIMO. A titre d'exemple, la technique MIMO-OFDM est utilisée dans la norme IEEE 802.11n de communication sans fil pour augmenter la capacité du canal ainsi que dans la technique LTE et Wi-Max.

III.2 LES TECHNIQUES DE MULTIPLEXAGE SPATIALES

Le principe du multiplexage spatial est l'agencement sans redondance de la séquence d'information suivant l'axe spatial. Le système transmet alors N_t fois plus de symboles utiles par unité de temps qu'un système SISO. Un tel système a été proposé par Foschini en 1996 [3], l'architecture de ce premier système MIMO est appelé D-BLAST. Par la suite Foschini et Wolniansky dans le cadre des architectures des laboratoires Bell nommées BLAST (Bell Labs Layered Space - Time), proposent deux schémas de codage plus réalistes, appelé V-BLAST et H-BLAST. Pour pouvoir être décodés, ces codes BLAST doivent utiliser au moins autant d'antennes en réception qu'en émission.

III.2.1 ARCHITECTURE H-BLAST

Cette architecture horizontale découpe directement la chaîne d'information en N_t sous chaînes puis chacune est codée indépendamment. Après avoir été modulée, chaque sous chaîne est transmise simultanément par son antenne (figure III.1).

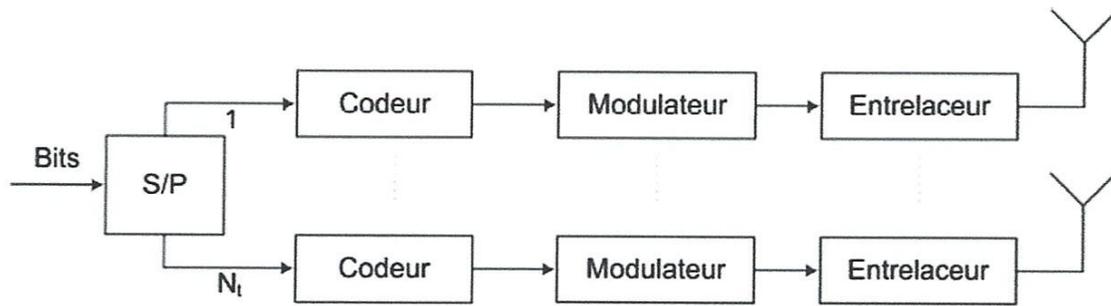


Figure III.1 : Architecture d'un émetteur H-BLAST

III.2.2 ARCHITECTURE V-BLAST

L'architecture V-BLAST est la plus simple et la seule qui n'utilise pas de technique de codage. En effet, cette architecture verticale (figure III.2) est simplement composée d'un démultiplexeur, permettant de diviser la chaîne binaire en N_t sous-chaînes munies chacune d'un modulateur. Les sous-chaînes de symboles résultantes sont ensuite transmises sur l'antenne qui leur est associée.

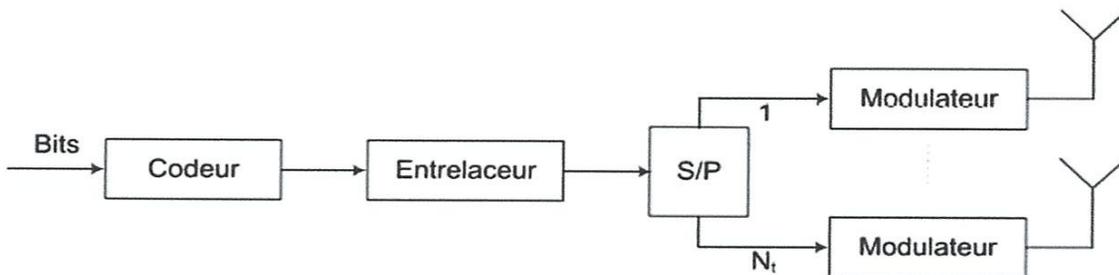


Figure III.2 : Architecture d'un émetteur V-BLAST

III.2.3 ARCHITECTURE D-BLAST

Comparé aux autres structures, le D-BLAST possède une structure plus complexe (figure III.3). Comme pour le H-BLAST, chaque sous-chaîne est codée indépendamment, mais au lieu de transmettre les symboles d'une sous-chaîne sur une même antenne, ils sont transmis successivement par chacune des N_t antennes. Dans cette architecture les symboles codés d'une sous-chaîne occupent une diagonale de la matrice de transmission. Cette structure permet de mieux résister aux atténuations du canal, cependant la complexité de son décodage le rend peut attrayante.

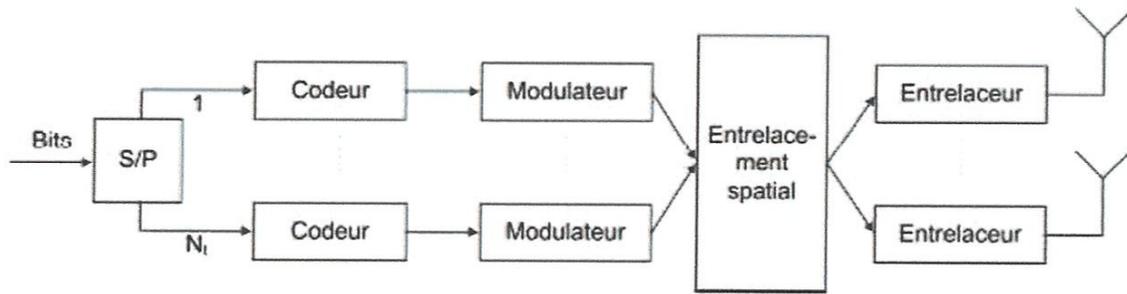


Figure III.3 : Architecture d'un émetteur D-BLAST

III.3 TECHNIQUES DE RECEPTION

Les systèmes MIMO emploient plusieurs techniques de réception dont quelques-unes assez générales et d'autres étroitement liées à la technique voir au multiplexage spatial utilisé en émission. Parmi ces techniques, nous pouvons citer [3]: *le décodage au maximum de vraisemblance* dont l'idée générale consiste à la recherche du mot code optimal afin d'en tirer le maximum d'informations utiles, *la technique de décodage par sphère* dont l'idée principale est de limiter le nombre de mots codes possible en ne considérant que ceux inclus dans une sphère centrée sur le signal vecteur reçu, *la réception V-BLAST*, *les technique d'égalisation...*

III.3.1 UTILISATION DES TECHNIQUES D'EGALISATION

Une approche générale pour concevoir des récepteurs avec une complexité moindre par rapport à ceux du décodage au maximum de vraisemblance est d'utiliser les techniques d'égalisation pour séparer les différents symboles. Cette classe de technique recherche d'abord le meilleur signal qui représente chacun des symboles et décode le symbole en utilisant le signal détecté. Dans ce processus de détection, les effets des autres symboles sont considérés comme des interférences ; l'égalisation permet donc de résoudre le problème de l'interférence entre symboles (IES). Un égaliseur linéaire essaie de séparer les symboles sans accroître le bruit ; mais en général ces deux objectifs sont antagonistes. Le but est donc de séparer les symboles avec un accroissement minimal du bruit. Les deux méthodes d'égalisation qui sont retenues dans la conception d'un récepteur MIMO sont l'égaliseur par « Zero-forcing » (ZF) et l'égaliseur à erreur quadratique minimale (MMSE : minimum meansquared error).

III.3.1.1 Égaliseur par Forçage à Zero (ZF)

Un canal à IES pourrait être modélisé par un filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF) plus du bruit. Un égaliseur ZF utilise un filtre inverse pour compenser la réponse du canal ; c'est-à-dire qu'à la sortie de l'égaliseur, la réponse totale vaut un pour le symbole qui est en train d'être détecté et zéro pour les autres symboles. Ceci résulte donc sur l'annulation des interférences entre symboles ; le ZF cherche principalement à supprimer les contributions des autres émetteurs. Le Zero Forcing est une méthode d'égalisation linéaire qui ne considère pas l'effet du bruit. En fait, le bruit pourrait croître dans le processus d'élimination des interférences.

III.3.1.2 Égaliseur à erreur quadratique minimale (MMSE)

Comme nous l'avons vu, l'égalisation ZF ne considère pas l'effet de l'égalisation à accroître le bruit. Pour remédier à ce problème, l'erreur quadratique moyenne est minimisée.

Le but de l'égaliseur linéaire à erreur quadratique minimale [2], est d'insérer dans la chaîne de traitement une matrice de détection, fonction du SNR, telle que le bruit effectif résultant se trouve minimisé. Il est donc clair que l'égaliseur MMSE maximise le SNR effectif. D'autre part, quand le bruit est négligeable ou bien le SNR tend vers l'infini, l'égalisation MMSE converge vers le ZF. Une autre approche d'égalisation est l'égaliseur à retour de décision, appelé en terme anglo-saxon decision feedback equalizer (DFE). Dans le contexte MIMO, le DFE est souvent combinée avec ZF ou MMSE. De telles combinaisons pour les canaux MIMO furent initialement proposées comme récepteur pour les architectures BLAST dont nous exposons le détail dans la suite.

III.3.2 RECEPTION V-BLAST

Une approche pour un minimum de complexité en réception est l'usage de la technique « diviser et conquérir » au lieu d'un décodage conjoint de tous les symboles. L'algorithme décode d'abord le symbole le plus puissant, puis annule l'effet de ce dernier sur le reste des symboles. Il passe donc au prochain symbole le plus puissant et continue le même procédé jusqu'à ce que tous les symboles soient détectés. L'ordre de détection optimale est du symbole le plus puissant au symbole le plus faible. Si nous notons par c_n le nième symbole du mot code et par H_n la nième ligne de la matrice H ($N \times M$) du canal, nous pouvons représenter le vecteur r de taille $1 \times N$ reçu par :

$$r = \sum_{n=1}^N c_n H_n + \eta \quad (\text{III.1})$$

Avec η est la matrice $1 \times N$ de bruit,

La figure suivante explicite le décodage V-BLAST avec un ordre implicite.

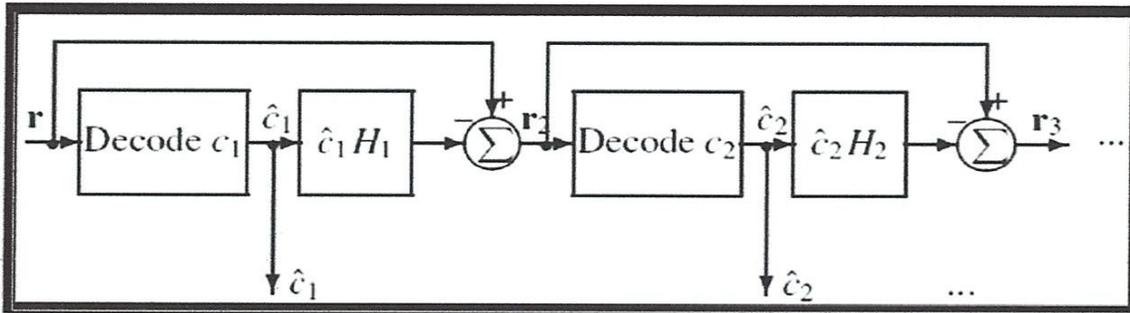


Figure III.4 : Schémas d'un décodeur V-BLAST

L'algorithme utilisé ici comprend trois étapes [3] :

- la mise en ordre (ordering)

Le but recherché est de décider quel symbole détecter à quelle étape du décodage. Le meilleur choix ici est le symbole au SNR le plus élevé.

- L'annulation d'interférence (interference cancellation)

Il s'agit de soustraire l'interférence des symboles déjà détectés dans le décodage des prochains symboles.

- La nullité d'interférence (interference nulling)

Ici on recherche la meilleure estimation d'un symbole à partir des équations mises à jour. Cette étape est nommée ainsi parce qu'on peut considérer qu'elle enlève l'interférence due aux symboles pas encore détectés de celui en cours de détection.

III.4 TRANSMISSION MIMO-OFDM

Une des techniques les plus efficaces pour améliorer l'efficacité spectrale (capacité ou débit binaire) d'une communication radio, est l'utilisation d'antennes multiples à l'émission et à la réception. Nous considérons un système MIMO utilisant la modulation OFDM, où l'émetteur et le récepteur sont munis respectivement de N_t et N_r antennes. Les antennes sont disposées, de la façon la plus communément utilisée, appelée en anglais Uniform Linear Array (ULA) [3], c'est-à-dire elles sont alignées et uniformément espacées. La distance relative entre deux antennes adjacentes est donnée par : $\Delta = 1/2 \lambda$, où λ est la longueur d'onde. La Figure III.5 présente le schéma de la chaîne de transmission du système MIMO/OFDM considérée dans ce chapitre.

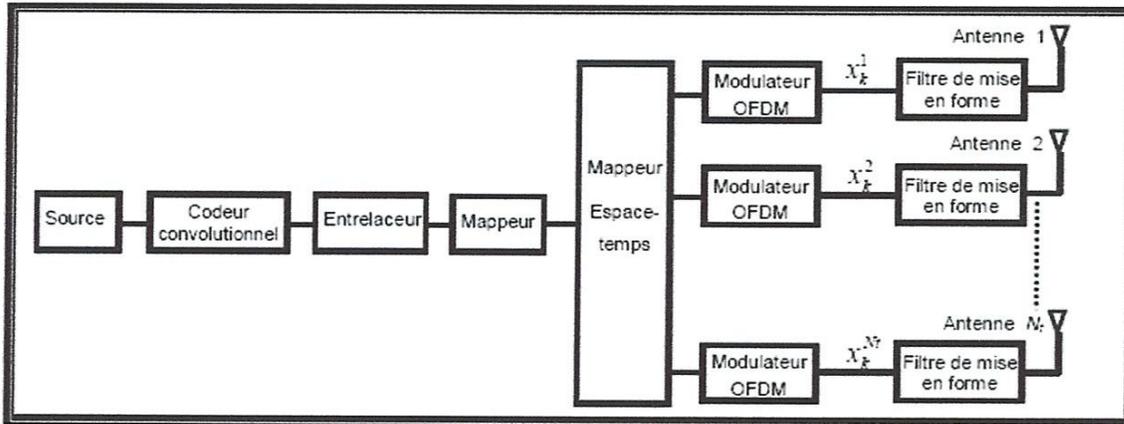


Figure (a) : Chaîne d'émission

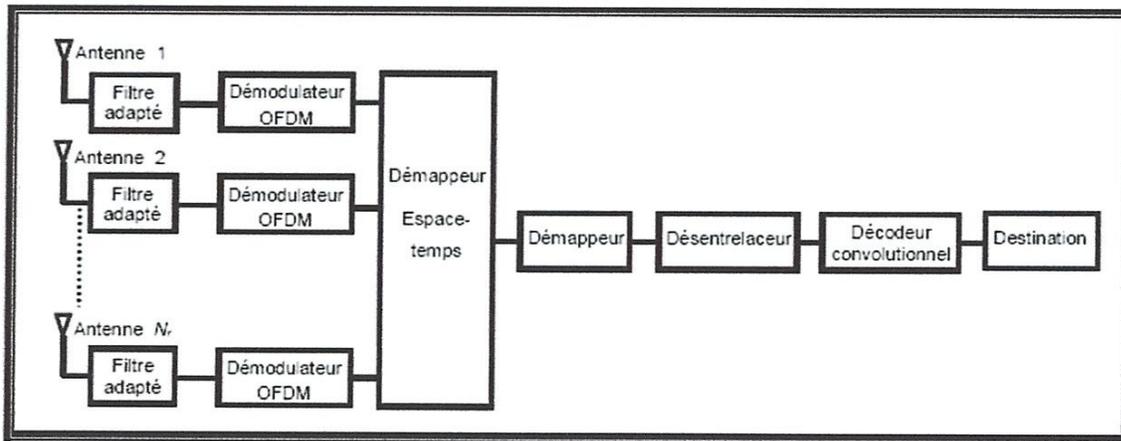


Figure (b) : Chaîne de réception

Figure III.5 : Chaîne de transmission MIMO-OFDM

III.4.1 Description du parcours suivi par le message depuis sa génération par la source jusqu'à sa destination

1. Le message généré par la source est d'abord transformé en une séquence binaire. Idéalement nous désirons avoir le minimum de bits possible. Cette opération de conversion d'un signal analogique en un signal numérique est assurée par un processus de compression appelé le codeur source. Le codeur source n'est pas pris en compte, sur cette figure, lors de l'étude des performances des systèmes MIMO. Ainsi la chaîne de transmission se délimite par le codeur canal et le décodeur canal de part et d'autre du canal de transmission.
2. La séquence binaire résultante est ensuite passée au codeur canal. Le but du codeur canal est de la protéger contre les effets du canal (bruits, interférences, etc.). Ainsi, le codeur introduit d'une façon contrôlée des bits de redondance qui peuvent être utilisés au niveau du

récepteur. Ensuite, la séquence binaire passe à travers un entrelaceur afin que la transmission soit plus robuste aux atténuations en bloc (*block fading*) du canal ;

3. La séquence binaire entrelacée passe à travers un modulateur numérique. Ce dernier associe à chaque séquence de b bits un symbole complexe selon une constellation de taille $2b$. Par exemple, nous citons la modulation binaire à décalage de phase dite (BPSK), la modulation à décalage de phase en quadrature (QPSK), la modulation d'amplitude en quadrature (QAM).

4. Les symboles complexes sont par la suite mappés afin qu'ils soient transmis sur les N_t antennes de transmission et à travers les ressources orthogonales du canal. Comme le système MIMO étudié considère la modulation OFDM, nous disposons à l'entrée du canal de M_{N_t} échantillons à émettre, ainsi l'utilisation d'un modulateur spatio-temporel s'avère une bonne idée afin de profiter des ressources en espace, temps et fréquence présentes.

5. Finalement, les symboles passent à travers le modulateur OFDM avant d'être filtrés par le filtre limiteur de bande (passe bande).

6. Le signal analogique résultant est transmis à travers le canal radio, où il se trouve affecté par les atténuations dues aux réflexions et aux réfractions du signal dans le milieu de propagation.

7. A la réception, le récepteur à antennes multiples est constitué d'un filtre adapté au filtre limiteur de bande (passe bande) utilisé à l'émission, du démodulateur OFDM, du décodeur spatio-temporel, du démodulateur numérique, du décodeur canal et du décodeur source.

III.5 CAPACITE DU SYSTEME MIMO-OFDM

Les systèmes de transmission de type MIMO permettent d'atteindre des capacités très importantes grâce à l'exploitation de la diversité spatiale du canal. Mais la transmission est limitée par la durée symbole qui doit être grande devant la durée de la réponse impulsionnelle du canal, ce qui limite le débit dans le cas d'un canal avec de longs échos. L'utilisation d'une modulation OFDM classique dans un système MIMO permet de s'affranchir de cette contrainte simplement en assurant un temps de garde supérieur au dernier écho du canal. Nous supposons que l'émetteur (avec M antennes) et le récepteur (avec N antennes) sont parfaitement synchronisés et que l'instant de décision est optimal. De même le canal est supposé avoir été estimé par le récepteur et la puissance totale émise est équirépartie entre les M émetteurs. Nous montrons que le système MIMO/OFDM équivalent en bande de base peut être vu comme P branches parallèles et indépendantes d'un système MIMO mono porteuse. Le principe d'un système MIMO-OFDM est présenté à la figure III.6. Les données à émettre

sont démultiplexées en M voies indépendantes, pour être émises sur chaque antenne via un modulateur OFDM. En réception, le signal de chaque sous porteuse est séparé, antenne par antenne, à l'aide de N démodulateurs OFDM. Pour chaque sous porteuse, le signal des différentes antennes est démodulé avec un récepteur MIMO classique. Au final les données des P récepteurs MIMO sont multiplexées dans l'ordre initial. Le canal MIMO large bande est modélisé par P matrices H_p ($N \times M$), chaque matrice correspondant à la réponse du canal pour la fréquence du P^e sous porteuse. Si S_p est le vecteur symbole émis par la P^e sous porteuse, alors le vecteur reçu correspondant par la suite de l'application des codes espace-temps sur chaque sous canal est

$$r_p = H_p * s_p + n_p \quad (III.2)$$

Avec n_p le vecteur bruit de la P^e sous porteuse

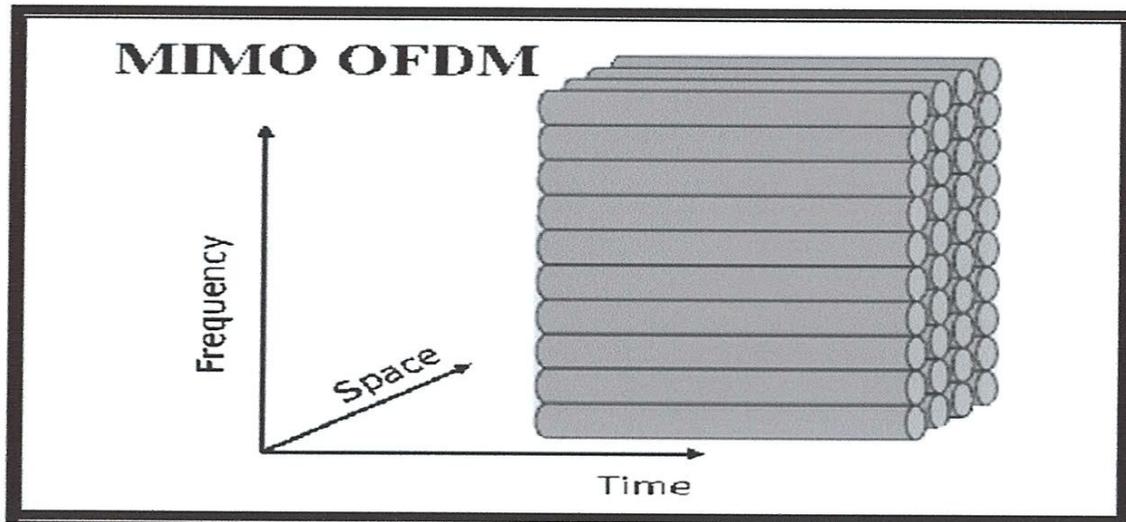


Figure III.6 : P OFDM appliquée aux MIMO

La capacité théorique représente la capacité du canal, calculée

$$C = 1/p \sum_{p=1}^p C_p \quad (III.3)$$

C_p représentant la capacité du canal pour la sous porteuse p. Elle est obtenue de la façon suivante :

$$C_p = \xi \log_2 (1 + \rho_p) \quad (III.4)$$

Où ρ_p le RSB de la sous-porteuse p et $\xi = T_u / (T_u + \Delta)$ qui tient compte de la perte d'efficacité spectrale dans le temps de garde.

La capacité C_p étendue au canal MIMO-OFDM est donnée par :

$$C_p = \xi \log_2(\det [I_N + \rho_p \mathbf{H}_p \cdot \mathbf{H}_p^*]) \quad (\text{III.5})$$

Avec I_N la matrice identité d'ordre N .

D'un point de vue théorie de l'information, la capacité d'un système MIMO-OFDM est égale à la capacité du canal MIMO sélectif en fréquence (en faisant abstraction de la perte en efficacité spectrale due à l'insertion de l'intervalle de garde). L'intérêt de l'association MIMO-OFDM réside dans le fait que cette modulation élimine le phénomène de l'IES donc à la réception le signal sera optimiser et nous aurons une bonne qualité de signal, pour cela nous allons voir cette amélioration dans la partie de simulation en mesurant le taux d'erreur bit (TEB).

III.6 LES APPLICATIONS MIMO-OFDM

Les systèmes MIMO sont l'un des principaux axes de développement pour augmenter les débits des communications sans fil et bien que les premiers travaux publiés sur ce sujet ne datent que de quelques années, nous assistons à un très rapide développement de cette technologie avec des applications déjà utilisées dans les réseaux locaux sans fil et les réseaux de communication de 3^{ème} et 4^{ème} génération.

Les systèmes sans fil sont classés en trois familles en fonction de leur champ d'application et donc selon leur portée. Il s'agit des réseaux :

- personnels (WPAN, Wireless Personal Area Network) servant à relier différents appareils dans un périmètre réduit ;
- locaux (WLAN, Wireless Local Area Network) permettant de relier tout type de périphériques à une liaison haut débit sur un rayon de plusieurs dizaines de mètres en intérieur de bâtiments, à plusieurs centaines de mètres en environnement ouvert ;
- métropolitains (WMAN, Wireless Metropolitan Area Network) adaptés à la couverture de villes et de villages.
- Les systèmes : HiperLAN/2, WIFI et les systèmes de téléphonie mobile tels GSM, UMTS, WiMax utilisent la technologie MIMO-OFDM afin d'augmenter le débit de transmission et améliorer la qualité de transmission.

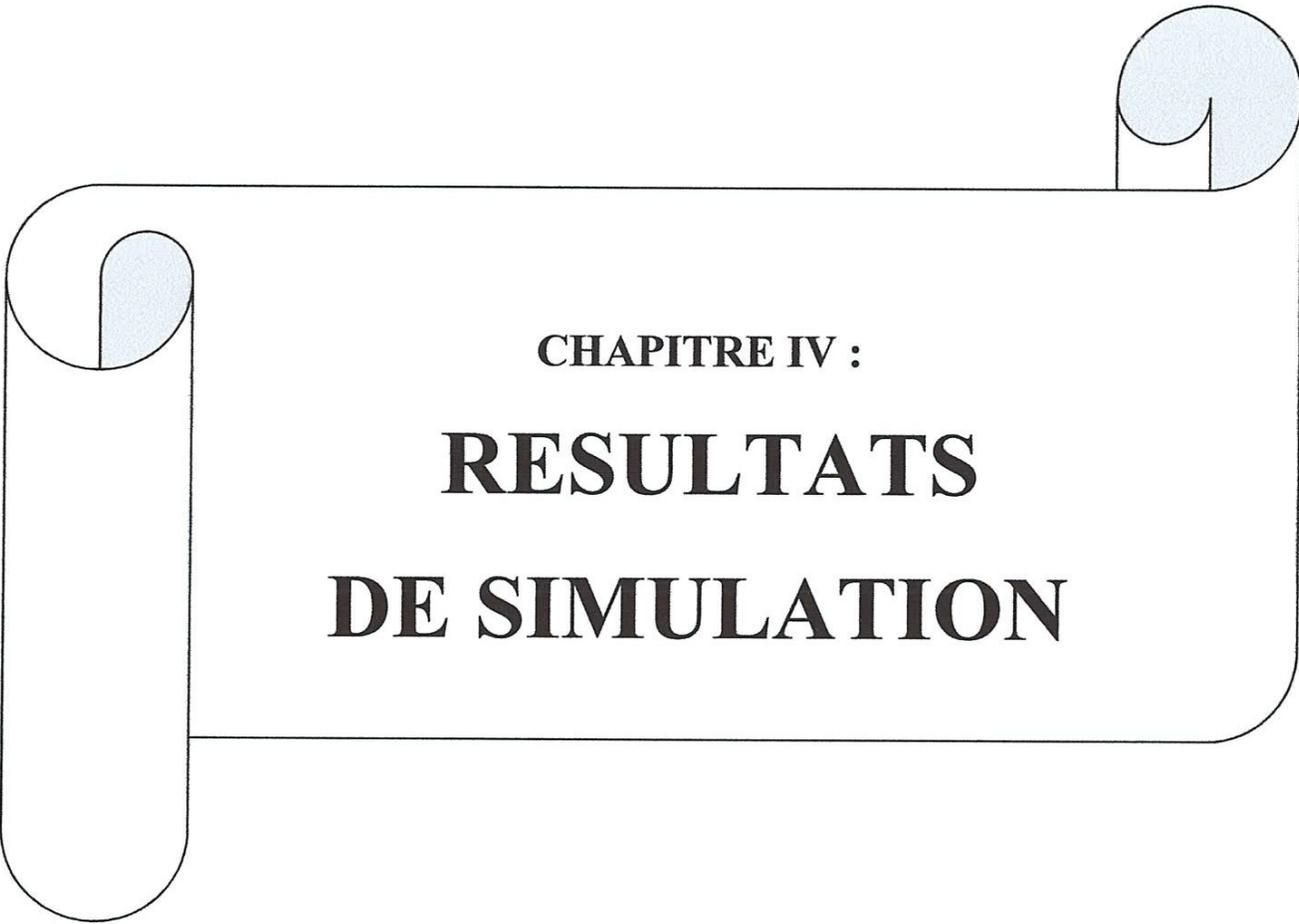
Les systèmes MIMO-OFDM sont par exemple proposés pour le standard de réseau local sans fil IEEE 802.11n qui peut atteindre des débits de 100 mégabits par seconde pour les applications vidéo.

III.7 CONCLUSION

Les systèmes multi antennes deviennent prépondérants dans les systèmes de télécommunications actuels.

Dans ce chapitre nous avons vu les bénéfices et les avantages apportés par l'association de la technique OFDM avec les MIMO en termes de gain de diversité, de multiplexage spatial et de réduction des interférences.

Nous avons d'abord étudié brièvement les techniques de multiplexage spatiale ensuite nous avons discutés sur l'association MIMO-OFDM en introduisant la notion de la capacité. Nous avons aussi parlé des techniques de réception utilisées pour la diversité spatiale. Du fait de la complexité de certains récepteurs comme le *décodage au maximum de vraisemblance*, il est préférable d'utiliser les techniques d'égalisation telles que le Zero Forcing (ZF) ou le MMSE. A noter aussi que le MMSE palie à une faille du ZF qui est sa sensibilité au bruit.



CHAPITRE IV :
RESULTATS
DE SIMULATION

IV.1 INTRODUCTION ET OBJECTIF

Nous proposons dans le cadre de ce mémoire, en utilisant l’environnement MATLAB, des simulations liées aux configurations MIMO-OFDM. Après avoir montré théoriquement dans les chapitres précédents la notion d’orthogonalité (base de la modulation OFDM), l’influence du nombre d’antennes aux transmetteurs et aux récepteurs sur la capacité et le taux d’erreur binaire appelé BER en anglais, nous avons réalisé une série de simulation permettant de visualiser l’optimisation des performances des signaux de réception en terme de capacité et taux d’erreur par l’introduction de la diversité spatiale.

IV.2 TESTE D’ORTHOGONALITE

Comme énoncé dans le chapitre I (OFDM), l’OFDM autorise un fort recouvrement spectral par rapport aux autres types de modulation grâce à la notion d’orthogonalité qui stipule que deux signaux sont périodiques lorsque l’intégrale de leur produit sur une période T est égale à zéro. La figure ci-dessous montre six signaux sinusoïdaux considérés ici comme des sous porteuses différentes et leurs transformés de Fourier. A gauche, les sous porteuses sont dans le domaine temporel et à droite, elles sont dans le domaine fréquentiel.

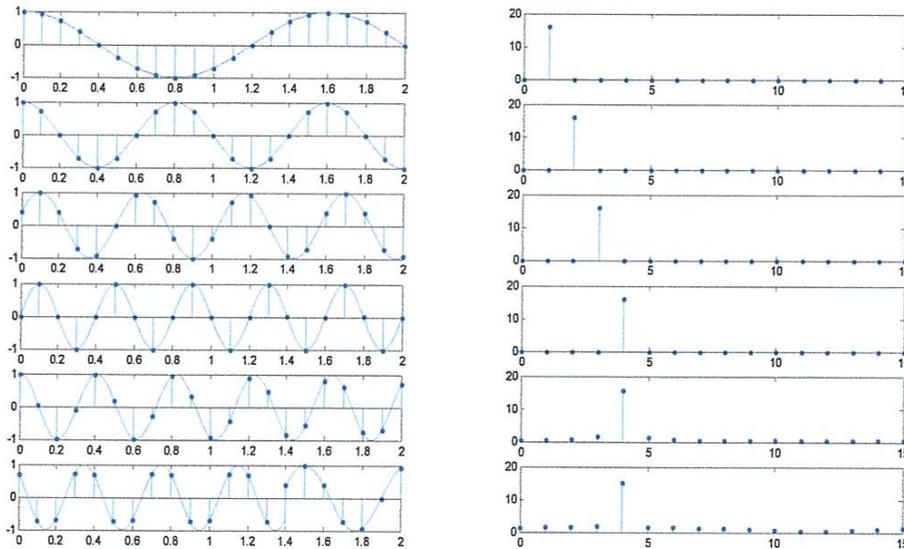


Figure IV.1 : signaux sinusoïdaux avec différentes fréquences/phases et leur DFTs

On remarque d’après ce qui suit que le produit de chaque sous porteuse par les autres est nul et que son produit avec lui-même est 1 (tableau suivant).

	X1	X2	X3	X4	X5	X6
X1	1.0000 + 0.0000i	-0.0000 + 0.0000i	0.0000 - 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	-0.0227 - 0.0277i	0.0551 - 0.0846i
X2	-0.0000 - 0.0000i	1.0000 + 0.0000i	-0.0000 - 0.0000i	0.0000 - 0.0000i	-0.0410 - 0.0336i	-0.0061 - 0.1089i
X3	0.0000 + 0.0000i	-0.0000 + 0.0000i	1.0000 + 0.0000i	0.0000 - 0.0000i	-0.0849 + 0.0697i	-0.1085 + 0.0325i
X4	0.0000 - 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	1.0000 + 0.0000i	0.2856 - 0.9413i	-0.7581 - 0.5751i
X5	-0.0227 + 0.0277i	-0.0410 + 0.0336i	-0.0849 - 0.0697i	0.2856 + 0.9413i	1.0000 + 0.0000i	0.3280 - 0.8475i
X6	0.0551 + 0.0846i	-0.0061 + 0.1089i	-0.1085 - 0.0325i	-0.7581 + 0.5751i	0.3280 + 0.8475i	1.0000 + 0.0000i

Tableau IV.1 : Teste d’orthogonalité

IV.3 CAPACITE DE TRANSMISSION

Cette partie de simulation s’intéresse à l’étude de l’impact du nombre d’antennes sur les courbes de débits. Ceci dans le but d’observer l’intérêt de la diversité spatiale.

Les sous canaux considérés sont totalement décorrélés, tout en réduisant les niveaux de puissance (En effet, une contrainte de puissance globale en émission a été imposé. Pour un système SISO émettant une puissance P à son antenne unique, un système MIMO ou MISO de Nt antennes émet seulement, au moyen une puissance P/Nt par antenne.), les gains en termes de débits binaires utiles sont très significatifs.

Nous montrons cette influence par la présentation des tracés des courbes de capacité $C = f(\text{SNR})$ en fonction du nombre d’antennes aux transmetteurs et aux récepteurs.

On considèrera dans tous ce qui suit les hypothèses suivantes :

- Nt et Nr représentent le nombre d’antennes émettrices et réceptrices respectivement.
- Tu et Tg représentent le temps utile d’un symbole et le temps de l’intervalle de garde.

IV.3.1 Simulation d'un canal SISO-OFDM

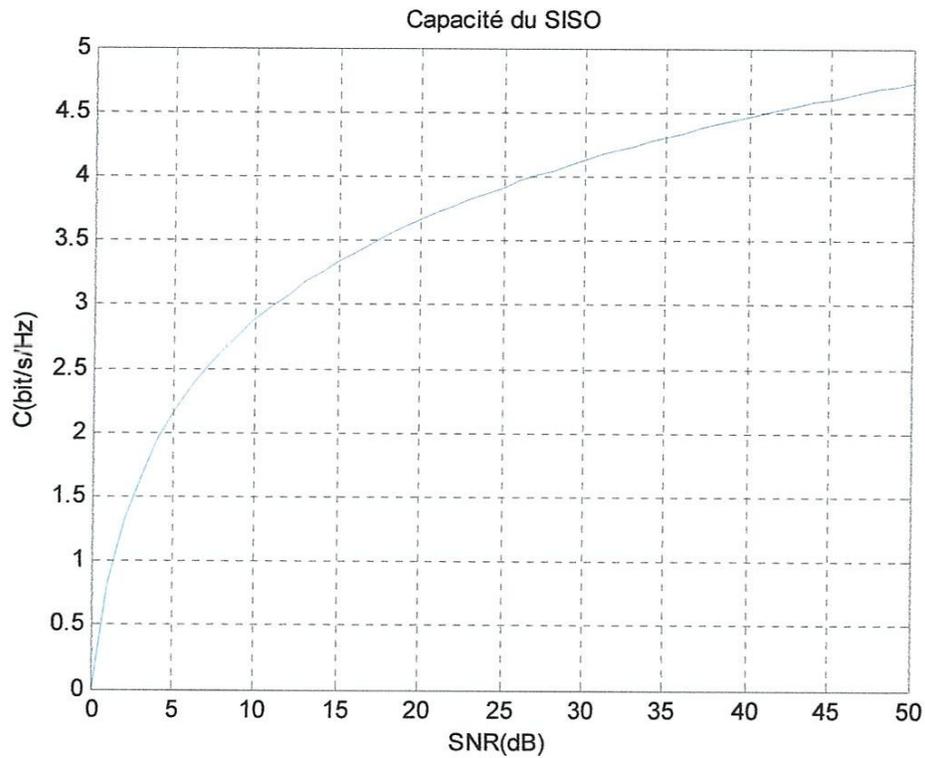


Figure IV.2 : Capacité du système SISO-OFDM en fonction du SNR,

$T_u=4\mu s, T_g=0.8\mu s.$

On peut remarquer que la capacité augmente lentement de manière logarithmique en fonction du rapport signal sur bruit (SNR).

IV.3.2 Simulation d'un canal MIMO-OFDM

➤ Nombre de transmetteurs égal au nombre de récepteurs

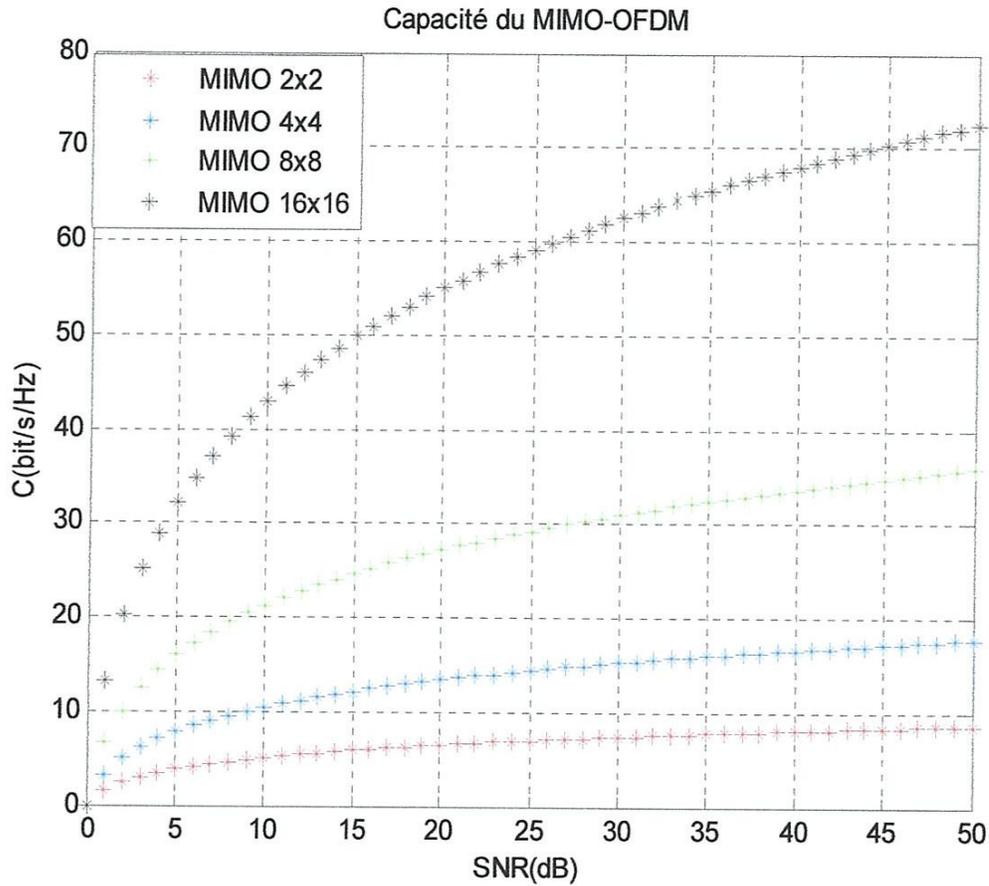


Figure IV.3 : Capacité du système MIMO-OFDM en fonction du SNR,

$T_u=4\mu s$, $T_g=0.8\mu s$.

➤ Nombre de transmetteurs supérieur au nombre de récepteurs

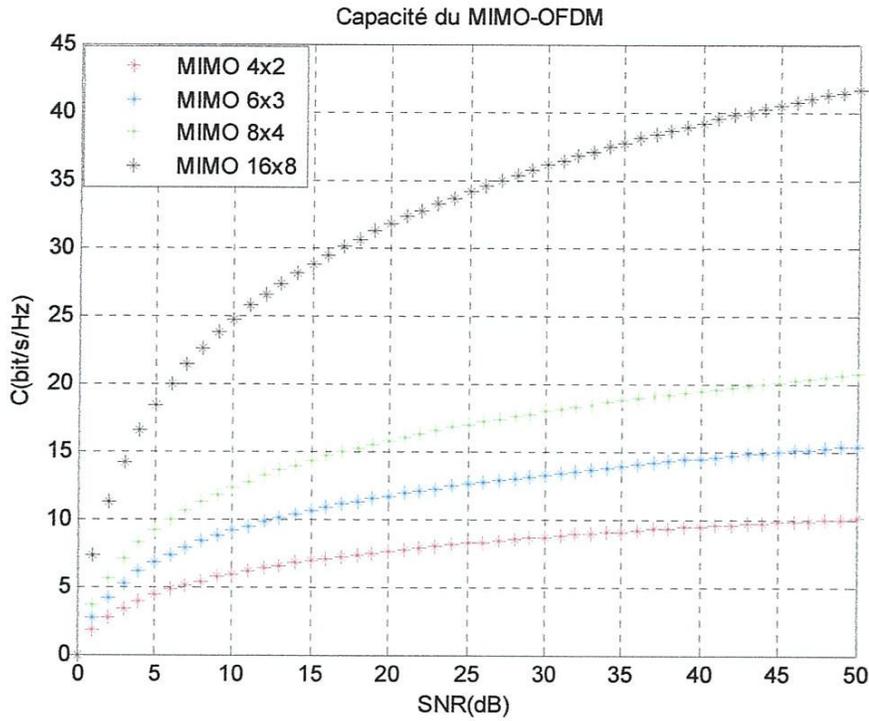


Figure IV.4 : Capacité du système MIMO-OFDM vs SNR ($N_t > N_r$) $T_u = 4\mu s$, $T_g = 0.8\mu s$.

➤ Nombre de transmetteurs inférieur au nombre de récepteurs

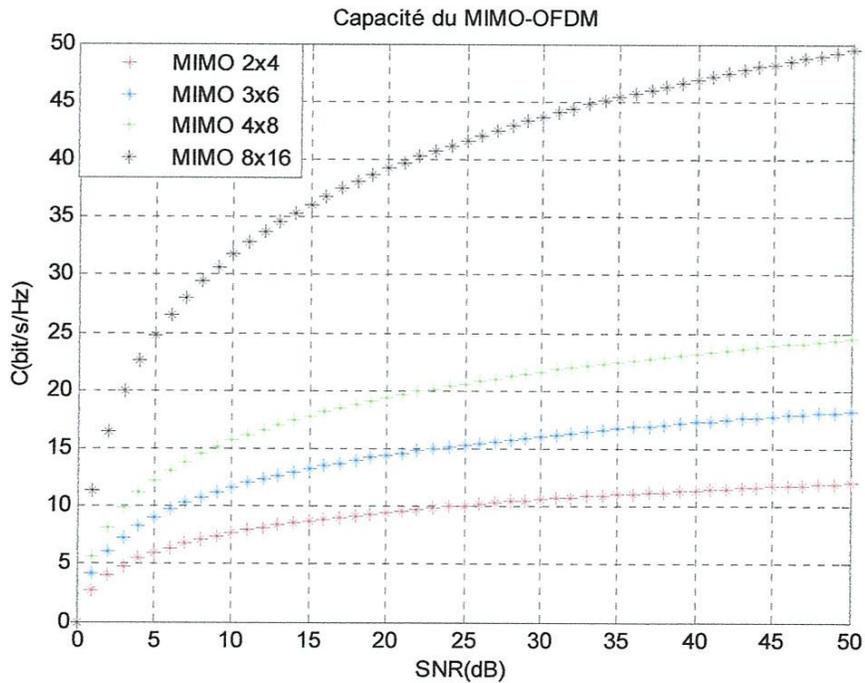


Figure IV.5 : Capacité du système MIMO-OFDM vs SNR ($N_t < N_r$) $T_u = 4\mu s$, $T_g = 0.8\mu s$.

Nous constatons que

- la capacité du MIMO-OFDM augmente en fonction du nombre d'antenne,
- la capacité du MIMO-OFDM augmente en fonction du rapport signal sur bruit,
- pour un même nombre d'antenne donné, cette capacité varie à peine au-delà d'un seuil du rapport signal sur bruit,
- La capacité du MIMO carré (même nombre d'antenne à l'émission et à la réception) est nettement supérieure à celle des autres types de MIMO (nombre d'antenne différente à l'émission et à la réception).

Nous pouvons aussi constater une nette augmentation de la capacité pour la configuration MIMO par rapport aux cas SISO. L'avantage en capacité des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices. Le prix à payer pour cette augmentation de la capacité est tout d'abord matériel, avec la multiplication des antennes et de leur électronique associée, mais aussi logiciel, avec des récepteur nettement plus complexes et demandant plus de puissance de calcul.

IV.3.3 Comparaison entre SISO-OFDM, SIMO-OFDM, MISO-OFDM et MIMO-OFDM

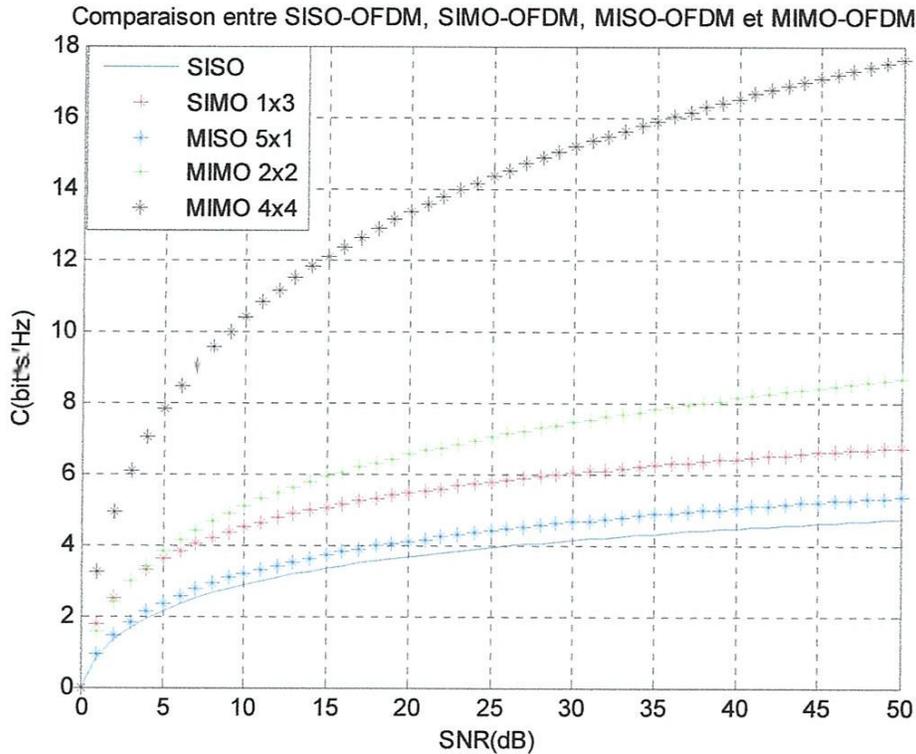


Figure IV.6 : Comparaison entre SISO-OFDM, SIMO-OFDM, MISO-OFDM, MIMO-OFDM, $T_u=4\mu s$, $T_g=0.8\mu s$.

- Dans le cas SISO ($N_t = 1$ et $N_r = 1$) la capacité varie de 0 à 4.5 bps/Hz environ. Elle reste faible et croît lentement avec le RSB, ce qui illustre bien les limitations des transmissions SISO. Malgré les techniques actuelles, qui permettent de tirer le maximum d'un canal SISO, sa capacité est une borne qui ne peut être dépassée et un système multi antennes, même sous exploité, obtiendra de meilleures performances.
- Dans le cas MISO ($N_t=5$ et $N_r=1$) la capacité varie de 0 à 5,5 bps/Hz environ. Ce qui illustre une petite augmentation de la capacité de 1bps/Hz par rapport au cas SISO. Mais Vu l'augmentation du nombre d'antenne à l'émission (de 1 à 5), cette variation de capacité reste très négligeable.
- Dans le cas SIMO ($N_t = 1$ et $N_r = 3$) nous constatons une augmentation d'environ 2 bps/Hz, ce qui est peut considérable pour une augmentation du nombre d'antenne à la réception (de 1 à 3).

Comme pour les systèmes SISO la capacité augmente lentement, ce qui reste la principale limitation des systèmes SIMO, à fort RSB notamment.

- Dans les deux cas MIMO (2x2 et 4x4), la capacité augmente beaucoup plus rapidement que dans les autres cas, ce qui met en évidence l'avantage d'un système MIMO par rapport aux autres types de système. Et on constate aussi que la capacité du MIMO 4x4 est environ le double de la capacité du MIMO 2x2, ce qui souligne l'avantage d'augmenter le nombre d'antenne. Le seul inconvénient majeur de cette augmentation est la complexité du système.

IV.4 TAUX D'ERREUR BINAIRE

Cette partie de simulation s'intéresse à l'étude de l'impact du nombre d'antennes avec les techniques de traitement sur les courbes du taux d'erreur par bit afin d'avoir des signaux optimaux à la réception.

Nous montrons cet effet en permettant un tracé des courbes du taux d'erreur en fonction du rapport signal sur bruit, $BER = f(SNR)$ pour différents nombres d'antennes aux transmetteurs et aux récepteurs.

IV.4.1 Taux d'erreur avec SISO-OFDM

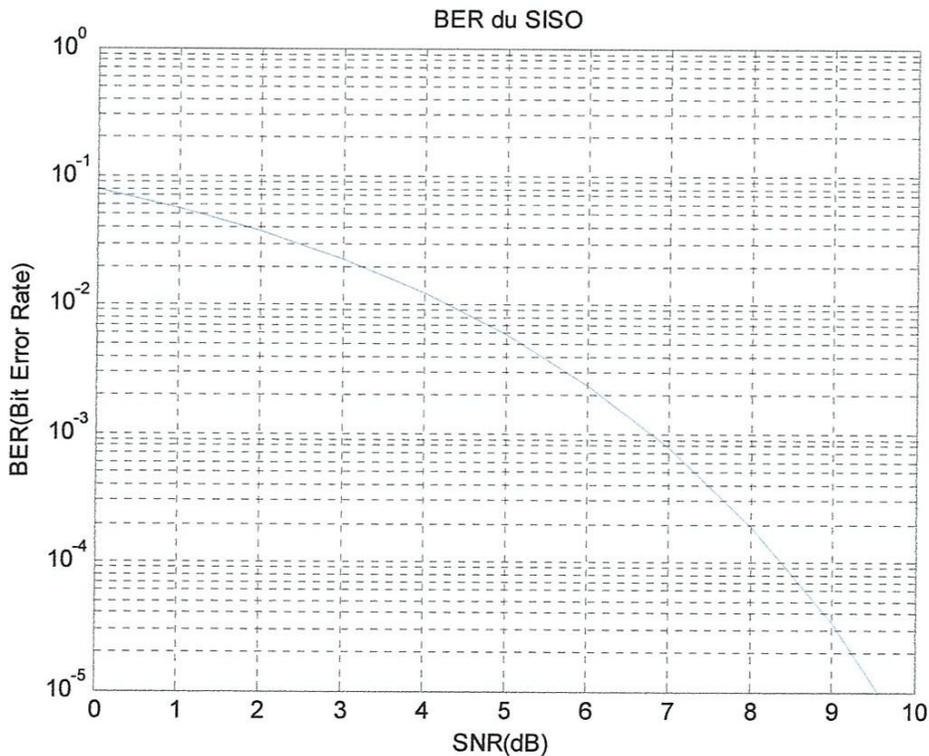


Figure IV.7 : Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour un canal SISO-OFDM

Le canal simulé est un canal de Rayleigh, c'est-à-dire que le signal transmis est affecté par un évanouissement et un bruit blanc gaussien aditif (BBGA).

Pour des faibles SNR, le BBGA et l'évanouissement sont les perturbations principales du signal ce qui donne des grandes valeurs du BER.

Par contre, quand E_b / N_0 (SNR) est plus grand, le BER chute suivant le paramètre de Rayleigh (la variance du bruit noté σ^2 : la probabilité d'erreur est minime pour des variances croissantes).

IV.4.2 Taux d'erreur avec MIMO-OFDM

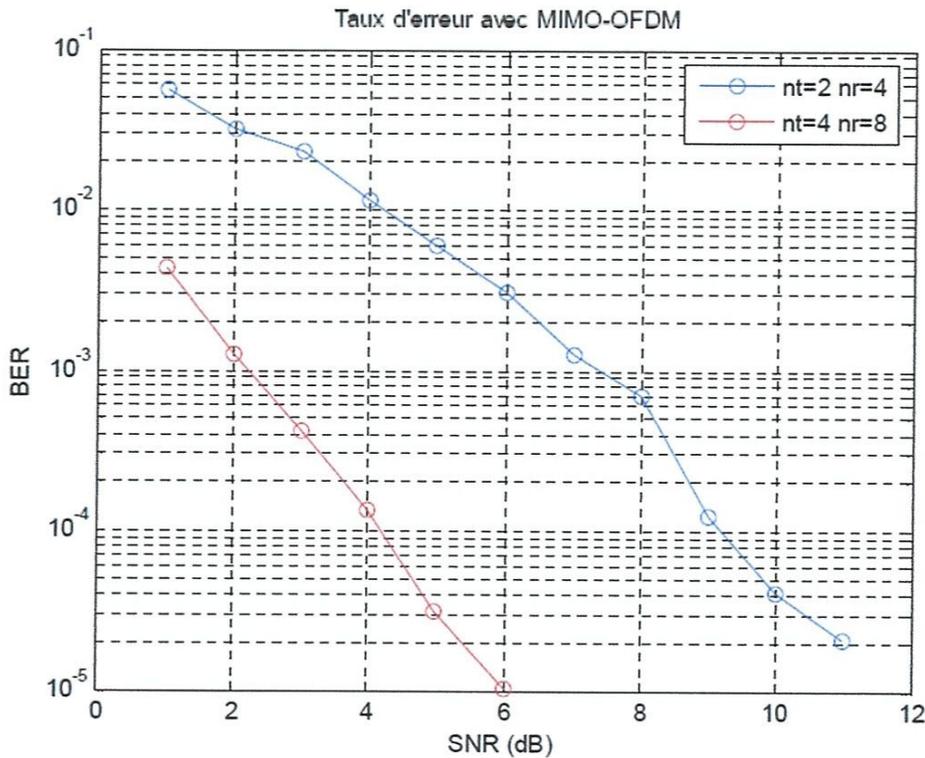


Figure IV.8 : Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour un canal MIMO-OFDM

L'utilisation de la diversité spatiale en émission et en réception, entraîne l'application des algorithmes de réception. Dans notre simulation on a choisi le décodage VBLAST, qui suppose que le nombre de récepteurs est au moins aussi grand que le nombre de transmetteurs pour avoir un faible BER et donc un signal optimal à la réception.

En résumé, nous pouvons dire que plus l'ordre de diversité augmente et plus le nombre de sous porteuses est grand de telle façon à éliminer le phénomène d'interférence entre symbole, le taux d'erreur sera à la baisse avec la croissance du SNR.

IV.4.3 Comparaison entre le BER du SISO-OFDM, SIMO-OFDM et MIMO-OFDM

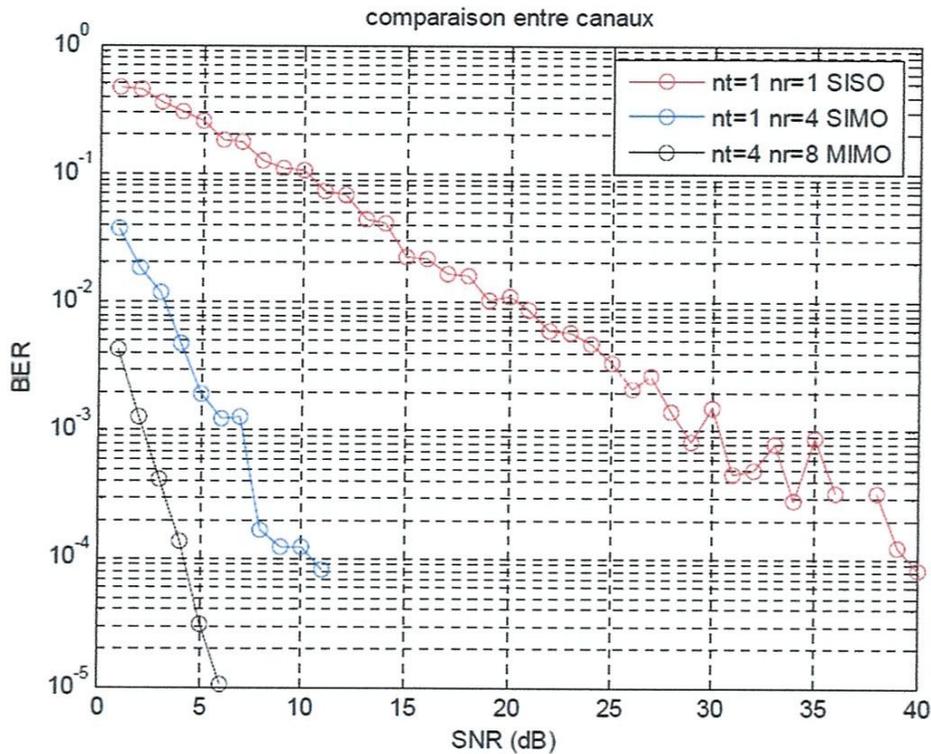


Figure IV.9 : Comparaison entre SISO-OFDM, SIMO-OFDM, MIMO-OFDM

Dans cette figure nous présentons une comparaison entre un système SISO, SIMO et MIMO

Pour un SNR égale à 1 dB le BER est d'environ :

- 10^{-0.3} pour un canal SISO.
- 10^{-1.5} pour un canal SIMO.
- 10^{-2.5} pour un canal MIMO.

Pour un SNR égale à 5dB le BER est d'environ :

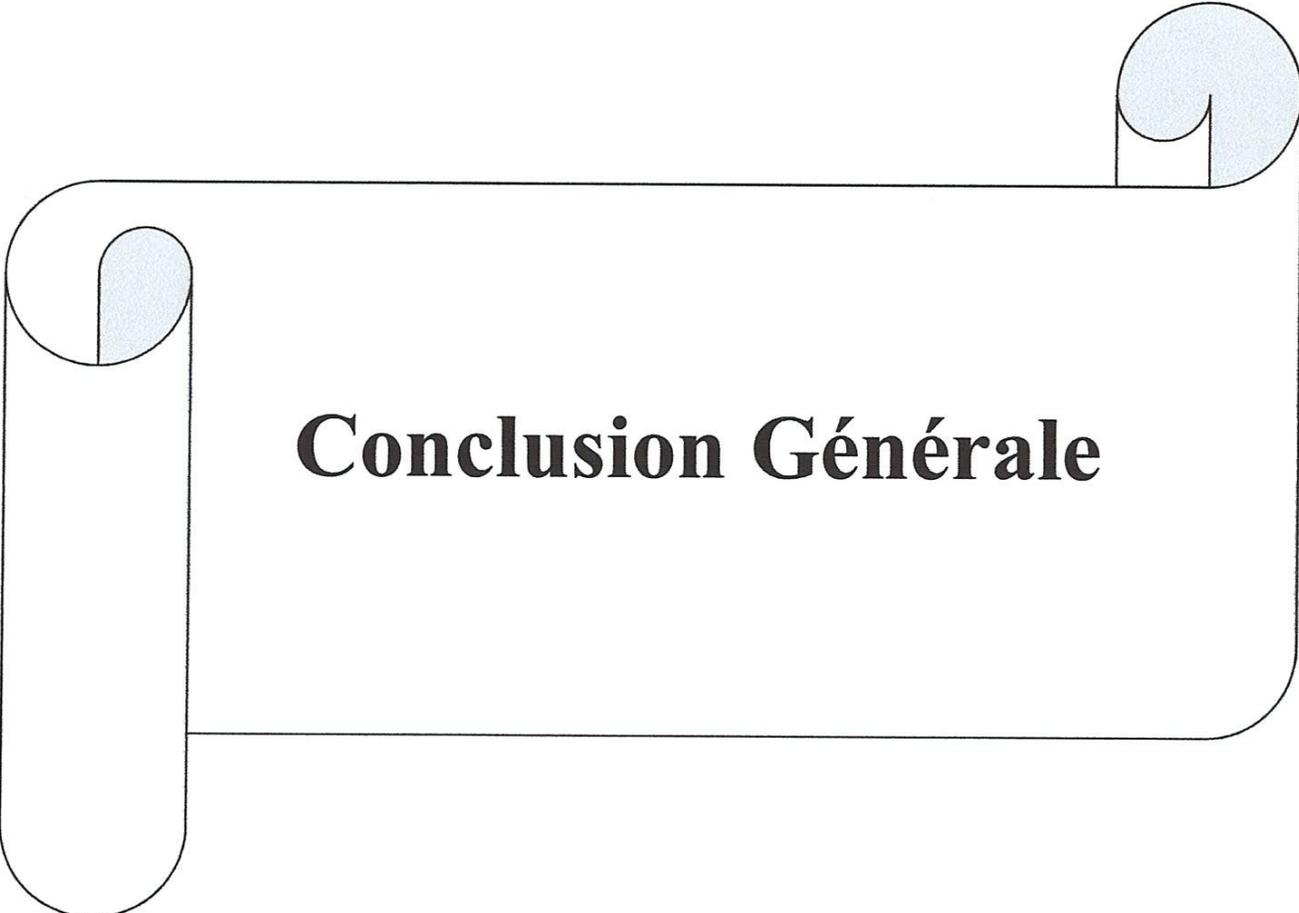
- 10^{-0.7} pour un canal SISO.
- 10^{-2.7} pour un canal SIMO.
- 10^{-4.6} pour un canal MIMO

Ainsi nous remarquons que le BER atteint la valeur de 10⁻⁵ pour un SNR de 6 dB (MIMO) et 10⁻⁴ pour un SNR de 11 et 40 dB pour SIMO et SISO respectivement, ce qui montre bien l'utilité de la multiplicité d'antennes en émission et en réception ainsi que l'association de l'OFDM.

IV.5 CONCLUSION

Notre travail de simulation est basé sur l'étude de la capacité du canal de propagation, et la minimisation du taux d'erreur binaire.

D'après nos résultats, nous pouvons constater que la capacité croit indéfiniment avec le nombre de transmetteurs et de récepteurs pour des SNR croissants mais pour un même nombre d'antenne donné, cette capacité varie à peine au-delà d'un seuil du rapport signal sur bruit. Par ailleurs, l'association MIMO-OFDM permet d'obtenir de meilleures qualités du signal à la réception en éliminant la sélectivité du canal et en réduisant le phénomène d'interférence entre symboles, et aussi le phénomène d'interférence entre porteuses et donc plus l'ordre de diversité augmente, plus la portée du signal aussi augmente également et plus le taux d'erreur diminue et plus le signal à la réception est optimal (SNR élevé).



Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire avait pour objectif l'étude des performances d'un système MIMO-OFDM sans fil. Nous avons commencé par une généralité sur l'OFDM, ensuite nous nous sommes intéressé à la technologie MIMO afin d'en venir à l'étude de la combinaison MIMO-OFDM. Pour terminer, nous avons réalisé une simulation qui nous a permis d'évaluer quelques performances du système MIMO-OFDM.

Les principaux éléments auxquels ce travail a abouti sont :

- ✓ L'OFDM apparait comme une très bonne solution aux problèmes de trajets multiples.
- ✓ L'avantage de l'OFDM par rapport aux systèmes classiques de modulations multi-porteuses est qu'elle autorise un fort recouvrement spectral entre les sous porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoindrir l'encombrement spectral, et que ce recouvrement n'ait pas d'effet néfaste grâce à l'orthogonalité.
- ✓ L'ajout du préfixe cyclique permet de limiter les problèmes d'interférence inter-symbole(ISI).
- ✓ L'ajout du suffixe cyclique permet de limiter l'interférence entre le flot montant et descendant.
- ✓ Le modulateur et le démodulateur OFDM peuvent être simplement réalisés en utilisant une IFFT et FFT respectivement.
- ✓ Le MIMO est une bonne alternative aux problèmes de besoin de débit et de capacité du canal de transmission.
- ✓ La diversité MIMO est une solution aux problèmes d'évanouissement du signal.
- ✓ L'utilisation du système MIMO permet d'augmenter la portée du signal.
- ✓ L'utilisation du codage d'Alamouti permet d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes MIMO.
- ✓ Le système MIMO-OFDM permet de jouir simultanément des avantages du MIMO et de l'OFDM.
- ✓ Le MIMO-OFDM est utilisé dans les réseaux de communication de 3^e et 4^e génération et dans plein d'autres réseaux afin d'augmenter le débit de transmission et d'améliorer la qualité de transmission.

CONCLUSION GENERALE

- ✓ Nos résultats de simulation nous ont permis de mettre en évidence les performances du système MIMO-OFDM par rapport aux autres systèmes à savoir la capacité du canal de transmission et le taux d'erreur binaire.
- ✓ Nous avons pu constater que la capacité croît indéfiniment avec le nombre de transmetteurs et de récepteurs pour des rapports signal sur bruit (SNR) croissant.
- ✓ Pour un même nombre d'antennes donné, cette capacité varie à peine au delà d'un seuil du SNR.
- ✓ Nous avons aussi constaté que pour un même SNR donné, le TEB pour un système MIMO-OFDM est nettement inférieur aux TEB des autres systèmes (SISO, MISO).

Perspectives

Les résultats obtenus dans ce travail de mémoire nous permettent de dégager de nombreuses perspectives.

La suite la plus directe qu'on peut donner à ce travail est tout d'abord de valider expérimentalement l'ensemble des méthodes utilisées, dans un milieu réaliste.

En outre, nous proposons

- Une étude des performances du MIMO-OFDM dans divers types de canaux tels que le canal à bruit blanc, le canal de Rayleigh.
- L'étude de l'influence du nombre de sous porteuses sur la qualité de signal

MEMOIRES, THESES ET ARTICLES

- [1]. Jawad Nakad, Allocations de ressources radio dans un réseau local sans fil (WLAN) de type OFDM, Pour l'obtention d'un Diplôme d'Etudes Approfondies Réseaux de télécommunications, université libanaise, Déc. 2003.
- [2]. PATRICE GEORGES MANGA, étude de performance d'une liaison sans fil OFDM dans un canal complexe, mémoire présente comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie, université du Québec en Abitibi-Témiscaminque, Octobre 2012.
- [3]. FEROUANI SOUHILA, Etude et implémentation d'un système MIMO dans un contexte OFDM, Mémoire pour l'obtention du diplôme de magister de l'école doctorale des technologies et applications spatiales, Tlemcen, 2010.
- [4]. ALI RACHINI, Etude de la synchronisation temporelle dans les systèmes MIMO-OFDM appliquées aux réseaux mobiles, INSA de Rennes, février 2014.
- [5]. Ludovic Collins, Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale, Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Déc. 2002.
- [6]. COULIBALY Ibrahima, TOURE Mahamadoun Hama, Etude du réseaux personnel sans fil Bluetooth, Mémoire pour l'obtention du diplôme de licence de l'université du 08 Mai 1945, Guelma, 2013.
- [7]. BAKIR HADJ ALI, Exploitation de l'association des techniques MIMO-OFDM pour la transmission dans les réseaux locaux sans fil, UNIVERSITE DE TLEMCEN, 2012.
- [8]. S. M. Alamouti, A simple transmit diversity technique for wireless communications, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [9]. Aliou Diallo, Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO, Thèse de doctorat, UNIVERSITE de Nice-Sophia Antipolis, Nov. 2007.
- [10]. ADIL BELHOUI, Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM, Thèse de doctorat, université de limoges, Octobre 2009.
- [11]. SAMI AGREBI, implémentation FPGA d'une FFT à base d'arithmétique logarithmique pour les systèmes OFDM, mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en génie électrique, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC, Août 2012.

Webographie

- [12]. MIMO télécommunication, fr.m.wikipedia.org/wiki/MIMO_%29.
- [13]. tuto.netgear-forum.com/MIMO/MIMO.html.

Livres

[14]. MIMO-OFDM-WIRELESS-COMMUNICATIONS-WITH MATLAB, Edition 2010, par Yong so Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung-Gu Kang.

Programmes matlab (version 2013) utilisés afin de pouvoir réaliser la simulation

Nous proposons dans cette partie quelques modèles de programmes utilisés afin de pouvoir réaliser la simulation.

```
% capacité d'un canal SISO_OFDM vs SNR
clear all
close all
clc
SNR=0:50;
Tu=4e-6;
Tg=0.8e-6;
W=Tu/(Tu+Tg);
c_siso=W*log2(1+SNR);
plot(SNR, c_siso);
grid
xlabel('SNR(dB)')
ylabel('C (bit/s/Hz)')
title('Capacité du SISO')

% capacité d'un canal MIMO_OFDM vs SNR
clear all
close all
clc
Tu=4e-6;
Tg=0.8e-6;
W=Tu/(Tu+Tg);
for M=2;
    N=M; %Nombre d'antenne
% SNR range in dB
SNRdBvalues = 0:50;
It=1000

% initialize variables
Cmimo = zeros(1, length(SNRdBvalues));
for kk=1:It

    SNRidx = 0; % SNR index
```

ANNEXE

```
% generate channel realization
Hmimo = randn(M,N); % mimo
for SNR = SNRdBvalues

    SNRidx = SNRidx + 1;

    % MIMO
    Cmimo(SNRidx) = Cmimo(SNRidx) + log2(det( eye(M) + (SNR/M)*Hmimo*Hmimo' ));
end
end
% Compute average over all channel realizations
Cmimo = Cmimo/It;

% plot
figure(1)
plot(SNRdBvalues, Cmimo,'*r')
grid
xlabel('SNR(dB)')
ylabel('C(bit/s/Hz)')
title('Capacité du MIMO-OFDM')
hold on
grid on
end

% BER d'un canal SISO_OFDM vs SNR
clear all
close all
clc
SNR=0:50; %valeur du SNR en db
Tu=4e-6;
Tg=0.8e-6;
W=Tu/(Tu+Tg); %bande passante
BeRsiso=0.5*erfc(sqrt(10.^(SNR/10)));
semilogy(SNR, BeRsiso)
axis([0 10 10^-5 1])
grid
xlabel('SNR(dB)')
ylabel('BER(Bit Error Rate)')
title('BER du SISO')
```