

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE FERHAT ABBAS –SETIF 1-
UFAS (ALGERIE)

MEMOIRE

Présenté à la faculté de Technologie

Département d'Electronique

Pour l'obtention du Diplôme de

MAGISTER

Option : Communication

Par

Mr. BOUAZIZ Samir

THEME

Réduction du PAPR du système OFDM-MIMO en 4G

Soutenu le 07/01/2015

devant la commission d'examen :

Mr. A.KHELLAF	Prof à l'université de Sétif -1-	Président
Mr. D. SLIMANI	MCCA à l'université de Sétif -1-	Rapporteur
Mr. F.DJAHLI	Prof à l'université de Sétif -1-	Examineur
Mr. K.BENMAHAMED	Prof à l'université de Sétif -1-	Examineur

Sommaire

Table des matières.....	i
Table des figures.....	ii
Liste des symboles et abréviation.....	iii
Introduction générale	1

Chapitre I : Technologies des réseaux mobiles

I.1 Introduction	4
I.2 Historique	4
I.3 Évolution des Réseaux Mobiles	5
I.4 Définition de la 4 ^{ème} génération des réseaux mobiles	7
I.5 Technologies 4G	8
I.5.1 Réseau WLAN (IEEE 802.11)	8
I.5.2 Réseau WiMAX	9
I.5.2.1 Introduction	9
I.5.2.2 IEEE 802.16m	10
I.5.3 L'UMB	10
I.5.4 Long Term Evolution (LTE)	11
I.5.4.1 Introduction	11
I.5.4.2 Accès radio LTE	12
I.6 L'objectif de la 4G	12
I.7 Conclusion	12

Chapitre II : La technique MIMO

II.1 Introduction	13
II.2 Phénomènes physiques caractéristiques d'un canal de propagation	13
II. 3 Notions de diversité	15
II. 3.1 Diversité temporelle	15
II.3 .2 Diversité fréquentielle	16
II. 3.3 Diversité spatiale	17

II.4 Système MIMO	18
II. 5 Les principes du MIMO	18
II.6 Modélisation d'un canal MIMO	21
II. 7 Le codage spatio-temporel	22
II. 8 Construction du Code spatio-temporel en bloc	23
II.9. Codage spatio-temporel dans Le cas MISO	24
II. 10. Codage spatio-temporel dans Le cas MIMO	26
II. 11 Analyse de performance	28
II.11. Capacités	29
II.11.1 Système SISO	29
II.11. 2 Système SIMO	30
II.11.3 Système MIMO	30
II. Conclusion	32

Chapitre III : Association MIMO-OFDM

III.1 Introduction	33
III. 2 La modulation OFDM	33
III. 3 Historique	34
III. 4 Principe de la modulation OFDM	34
III. 5 Réalisation numérique des opérations de modulation et de démodulation	36
III. 6 Propriété d'orthogonalité	38
III. 6.1 Notion mathématique	39
III. 6.2 Orthogonalité des sous-porteuses en OFDM	39
III.7 Interférences entre porteuses et symboles	40
III.8 Intervalle de garde	42
III.9 Avantages et inconvénients de l'OFDM	43
III.10 Association MIMO-OFDM	44
III.11 Principe de l'association MIMO et OFDM	44
III.12 Description signal MIMO et OFDM	46
III. 12 Conclusion	47

Chapitre IV : Réduction du facteur de crête PAPR

IV.1 Introduction	49
IV.2 Le PAPR des systèmes OFDM	49
IV .3 Approximation de la distribution	51
IV.3. 1 Cas du PAPR des signaux OFDM sur-échantillonné	52
IV .4 Techniques de réduction du PAPR	54
IV. 5 Méthode de PTS (<i>Partial Transmit Sequence</i>)	55
IV.5.1 Introduction:	55
IV.5.2 Description de la méthode	55
IV .5.3 Description et performances	57
IV .6 Réduction du PAPR dans un contexte MIMO-OFDM	61
IV.6.1 Description	61
IV. 6.2 Application de la méthode PTS en MIMO-OFDM	62
IV. 6.3 Coopérative et Alternative PTS (C-A-PTS)	62
IV.6.3.1 Alternative PTS (A-PTS)	62
IV.6.3.2 Coopérative PTS (C-PTS)	63
IV.6.3.3 Description de l'approche C-A-PTS	63
IV.6.4 Résultats et simulation	66
IV.7 Approche proposée	68
IV.7.1 Application de l'algorithme proposé sur un système MIMO-OFDM	69
IV.7.2. Résultats et simulation	72
IV.8 Comparaison des résultats	76
IV.9 Conclusion	77
Conclusion générale	78
Bibliographie	80

DÉDICACE

A

*MES PARENTS À QUI JE DOIS TOUT ET DONT
L'AFFECTION, LE DÉVOUEMENT ET LES
ENCOURAGEMENTS ONT ÉTÉ POUR MOI LE
MEILLEUR GAGE DE RÉUSSITE.*

MES FRÈRES ET SŒURS

MA FAMILLE

MES AMIS

JE DÉDIE CE MÉMOIRE

*QU'ILS TROUVENT DANS CE TRAVAIL LE
TÉMOIGNAGE DE MA PROFONDE GRATITUDE.*

REMERCIEMENT

Ce travail de recherche s'est déroulé au sein du laboratoire du Docteur: D. SLIMANI à la Faculté de la technologie, Université de Sétif.

J'adresse mes remerciement, en premier lieu, à mon bon dieu pour la volonté, la santé, le courage et la patience qui m'avoit donné pour mener ce travail à terme.

Je voudrais exprimer, par ce modeste travail, ma gratitude, ma reconnaissance, ma considération et mes grands remerciements à Monsieur D. SLIMANI, Maitre de Conférence à l'Université de Sétif, d'avoir proposé, suivi et corrigé ce travail,..., je vous remercie chaleureusement pour le savoir que vous m'avez enseigné.

Je remercie très sincèrement Monsieur A. KHELLAF, Professeur à l'Université de Sétif, de m'avoir fait l'honneur d'accepter de présider le jury de cette thèse.

Je remercie vivement Monsieur F. DJAHLI, Professeur à l'Université de Sétif, et Monsieur K. BENMHAMED, Professeur à l'Université de Sétif, d'avoir accepté d'examiner et de juger ce travail.

Je remercie chaleureusement mes parents qui m'ont soutenu tout au long de mes études, parfois au prix de quelques sacrifices, et sans qui je n'aurais pas pu atteindre ce niveau.

Enfin, j'exprime ma profonde reconnaissance à mes frères et sœurs, ma famille, mes amis et tous ceux qui ont contribué à réaliser ce travail

Liste des acronymes et abréviations

1G	First G eneration "Première génération des réseaux mobile"
2G	Second G eneration "Deuxième génération des réseaux mobile"
3G	Third G eneration "Troisième génération des réseaux mobile"
4G	Forth G eneration "Quatrième génération des réseaux mobile"
1xEV-DO	E volution- D ata O ptimized
3GPP	3 rd G eneration P artnership P roject
ADSL	A symmetric D igital S ubscriber L ine
AGW	A ccess G ateway
AP	A ccess P oint
A-PTS	A lternative P artial T ransmit S equences
AT	A ccess T erminal
<i>Bc</i>	B ande de C ohérence
BER	B it E rror R ate
BS	B ase S tation
BSS	B asic S ervice S et
C-A-PTS	C ooperative and A lternative P artial T ransmit S equences
CCDF	C omplementary C umulative D istribution F unction
CDMA	C ode D ivision M ultiple A ccess
CDMA2000	C ode D ivision M ultiple A ccess 2000
C-PTS	C ooperative P artial T ransmit S equences
DAB	D igital A udio B roadcasting
dB	D écibels
DFT	D iscrete F ourier T ranform
DVB	D igital V ideo B roadcasting
EPS	E volved P acket S ystem
ESS	E xtended S ervice S et
FDD	F requency D ivision D uplex
FDM	F requency D ivision M ultiplexing

FFT	F ast F ourier T ransform
FTTH	F iber T o T he H ome
Gb/s	G iga B its per S econd
GHz	G iga H ertz
HiperLAN	H igh P erformance R adio L ocal A rea N etwork
ICI	I nter C arriers I nterference
IDFT	I nverse D iscrete F ourier T ransform
IEEE	I nstitut of E lectrical and E lectronic E ngineers
IES	I nterferences E ntre S ymboles
IFFT	I nverse F ast F ourier T ransform
IPTV	I nternet P rotocol T elevisi O n
ISI	I nter S ymbol I nterference
Kb/s	K ilo B its per S econd
LAN	L ocal A rea N etwork
LTE	L ong T erm E volution
MAQ	M odulation d' A mplitude en Q uadrature
MAN	M etropolitan A rea N etwork
Mb/s	M ega B its per S econd
MIMO	M ultiple- I nput M ultiple- O utput
MIMO-OFDM	M ultiple- I nput M ultiple- O utput O rthogonal F requency D ivisi O n M ultiplexing
MISO	M ultiple- I nput S ingle- O utput
MRC	M aximum R atio C ombiner
NLOS	N on L ine O f S ight
OFDM	O rthogonal F requency D ivisi O n M ultiplexing
OFDMA	O rthogonal F requency D ivisi O n M ultiple A ccess
PAPR	P eak to A verage P ower R atio
PDA	<i>Personal Digital Assistant</i>
PTS	P artial T ransmit S equences
QoS	Q uality of S ervice
QPSK	Q uaternary P hase S hift K eysing

RL	Reverse Link
RRM	Radio Resource Management
RSB	Rapport Signal sur Bruit
Rx	Receiver
SAE	System Architecture Evolution
SC-FDMA	Single Carrier - Frequency Division Multiple Access
SDMA	Space Division Multiple Access
SI	Side Information
SIMO	Single-Input Multiple -Output
SISO	Single-Input Single-Output
SLM	Select Mapping
SNR	Signal to Noise Ratio
SRNC	Session Reference Network Controller
STBC	Space Time Bloc Coding
Tc	Temps de Cohérence
TDM	Time Division Multiplexing
TFDI	Transformée de Fourier Discrète Inverse
Tx	Transmitter
UIT	Union Internationale des Télécommunications
UMB	Ultra Mobile Broadband
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
VoIP	Voice over Internet Protocol
WAN	Wide Area Network
WIFI	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
x-DSL	x-Digital Subscriber Line

Liste des Figures

Figure I.1 : Évolution du nombre d'abonnés mobiles à travers le monde	5
Figure I.2 : Migration vers la 4G	6
Figure I.3 : Architecture des réseaux mobiles de La 4G.....	7
Figure I.4 : Les différentes technologies d'accès sans fil pour l'utilisateur 4G.....	8
Figure I.5 : Mode Infrastructure du WIFI.....	9
Figure I.6 : Architecture de l'UMB.....	11
Figure II.1 : Puissance reçue en fonction de la distance.....	15
Figure II.2 : Diversité temporelle.....	16
Figure II.3 : Diversité fréquentielle.....	16
Figure II.4 : Système de transmission MIMO avec N_t émetteurs et N_r récepteurs.....	18
Figure II.5 : Schémas représentatifs du SISO , MISO , SIMO et MIMO	20
Figure II.6 : Le Système MIMO.....	21
Figure II.7 : Principe codage espace temps D'Alamouti.....	24
Figure II.8 : Schéma d'un système MISO 2x1 avec codage d'alamouti.....	24
Figure II.9 : Schéma d'un système MIMO 2x2 avec codage Alamouti.....	27
Figure II.10 : Comparaison performance entre système MIMO Alamouti et MRC.....	29
Figure II.11 : Comparaison des capacités ergodiques pour différents systèmes: SISO, SIMO et MIMO.....	31
Figure III.1 : Schéma de principe du modulateur OFDM.....	36
Figure III.2 : Allure de l'ensemble des spectres des porteuses d'un symbole OFDM.....	36
Figure III.3 : Modulateur OFDM numérique.....	38
Figure III.4 : Démodulateur OFDM numérique.....	38
Figure III.5 : Spectre en fréquence d'une trame OFDM : représentation des sous- porteuses constituantes, $N = 4$, $T = 1$ s	40
Figure III.6 : Propagation des trames OFDM sans intervalle de garde : retards, trajets multiples et interférences.....	41
Figure III.7 : Insertion d'un intervalle de garde en temps en OFDM.....	42

Figure III.8 : Schéma Bloc d'un système OFDM.....	43
Figure III.9 : Principe d'un système MIMO-OFDM.....	45
Figure III.10 : Comparaison performances système MIMO-OFDM et SISO-OFDM.....	47
Figure IV.1 : Signal OFDM dans le domaine temporel.....	50
Figure IV.2 : CCDF de signaux OFDM avec différents nombres de sous-porteuses (N)....	52
Figure IV.3 : Fonction de répartition complémentaire du PAPR d'un signal OFDM à N=256 porteuses pour différentes valeurs de facteurs de sur-échantillonnage	53
Figure IV.4 : Effet du sur-échantillonnage.....	53
Figure IV.5 : Comparaison PTS-SLM.....	54
Figure IV.6 : Schéma bloc de la méthode PTS.....	55
Figure IV.7 : PTS avec différent nombre de sous-blocs.....	57
Figure IV.8 : Un exemple de répartition adjacente en PTS de 8 sous-porteuses en 4 sous- blocs.....	59
Figure IV.9 : Illustration des différentes partitions des sous blocs selon l'approche PTS: (a) partition adjacente, (b) partition Pseudo-aléatoire, (c) partition entrelacée	60
Figure IV.10 : Schéma bloc de C-A-PTS avec 2 antennes à l'émission.....	65
Figure IV.11 : les relations entre les deux coefficients de pondération optimum des 2 antennes.....	66
Figure IV.12 : Performances du PAPR pour les différentes approches PTS.....	67
Figure IV.13 : Influence de C-A-PTS sur les performances du système.....	68
Figure IV.14 : Schéma bloc de la méthode proposée pour un système SISO-OFDM.....	69
Figure IV.15 : Schéma bloc de la méthode proposée pour un système MIMO-OFDM.....	70
Figure IV.16 : Réduction du PAPR en utilisant la méthode proposée.....	72
Figure IV.17 : Influence de la méthode proposée sur les performances du système.....	73
Figure IV.18 : Comparaison méthode proposée avec A-PTS, C-PTS et C-A-PTS.....	74
Figure IV.19 : Comparaison méthode proposée avec C-A-PTS.....	74
Figure IV.20 : Comparaison BER/SNR pour la méthode proposée avec C-A-PTS.....	75
Figure IV.21 : Comparaison BER/Eb_N0 pour la méthode proposée avec C-A-PTS.....	75

Introduction générale

Le monde des communications est présentement à un carrefour très important de son évolution. C'est particulièrement vrai en ce qui concerne les communications sans fil, dont l'importance ne cesse de s'accroître très rapidement à cause des nombreuses avancées dans le domaine, et de leur accessibilité au grand public. De plus, grâce à la miniaturisation des technologies, leur performance a augmenté, et continuera d'augmenter à un rythme effréné.

Les secteurs de la communication sans fil et de la communication mobile constituent en ce sens des défis importants. Au fil du temps, plusieurs générations se sont succédé afin d'améliorer le débit et la capacité tout en maintenant une qualité de service appréciable. Le monde sans fil est ainsi passé par la modulation analogique avant d'adopter définitivement la modulation numérique. L'évolution dans ce domaine se fait très rapidement: une nouvelle génération voit à peine le jour que des recherches sont faites sur la prochaine. La raison en est fort simple: l'augmentation du nombre d'utilisateurs de services sans-fil est presque exponentielle, et chacun de ces utilisateurs demande toujours plus de bande passante. En effet, à l'origine, on se contentait de transmettre le strict nécessaire pour qu'il y ait communication, c'est-à-dire la voix. Toutefois maintenant, on transmet maintenant des données réseau, de la voix, l'internet, des fichiers audio, vidéo... Nous voyons donc que l'évolution de ce domaine n'est pas prête de s'arrêter, ni même de ralentir.

Au cours des dernières années, des systèmes utilisant la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing [1], [2]) ont été développés et perfectionnés. Cette technique est aujourd'hui implémentée dans les standards IEEE 802.11n, IEEE 802.16e ou WiMAX et bien sûr le LTE et LTE-Advanced. Les systèmes OFDM sont particulièrement appréciés parce qu'ils résistent bien aux déformations causées par le canal.

À l'OFDM, nous désirons jumeler les avantages des systèmes à plusieurs antennes. Nous appelons ces systèmes MIMO (multi-input multi-output) [3], [4], et ils sont étudiés de plus en plus. Il s'agit d'utiliser plusieurs antennes à l'émission et à la réception, afin de maximiser le nombre de canaux différents, ce qui permettrait de diminuer le taux d'erreurs ou d'augmenter le débit du transfert de données, selon la configuration choisie.

Comme toutes les autres techniques, la modulation multi-porteuses présente des avantages ainsi que des inconvénients. Les avantages concernent principalement la robustesse du signal vis-à-vis du canal multi-trajet avec évanouissement et l'encombrement spectral optimal.

Un des inconvénients est représenté par les fortes fluctuations en amplitude de l'enveloppe du signal modulé et donc par des variations importantes en puissance instantanée. Le «Peak-to-Average Power Ratio» (PAPR) qui prend en compte ces variations en puissances, est un paramètre indispensable dans la caractérisation des modulations à enveloppe.

Ce mémoire est divisé en quatre chapitres:

Le premier chapitre présente le fondement théorique des réseaux mobiles et plus précisément le concept de la nouvelle génération attendue dans le domaine des télécoms "4G". Nous décrivons quelques technologies de communication mobile actuelles candidates à cette nouvelle génération comme le WLAN (**W**ireless **L**ocal **A**rea **N**etwork), WiMAX mobile, le UMB (**U**ltra **M**obile **B**roadband) et le LTE (**L**ong **T**erm **E**volution).

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des techniques de transmission multi-antennaires MIMO (**M**ultiple **I**nput **M**ultiple **O**utput) avec ces différentes configurations SISO, SIMO, MISO et MIMO. On va aborder plus particulièrement les techniques de diversité soit en réception où en émission en rappelons le codage spatio-temporel d'Alamouti, une comparaison sera faite entre elles. Finalement, la capacité des systèmes multi-antennaires est étudiée afin de déterminer les débits théoriques qu'on peut attendre de ces systèmes.

Ce chapitre donne donc les bases pour la description d'un système MIMO-OFDM qui sera présenté dans le chapitre suivant ainsi que la problématique traitée dans le dernier chapitre de cette thèse.

Le 3^{ème} chapitre traite l'association de la technique MIMO avec la technique de modulation multi-porteuses OFDM. Nous commençons par une présentation détaillée de la modulation multi-porteuses OFDM. Nous abordons son principe, son historique ainsi que sa description générale avec ses avantages et ses inconvénients.

Nous parlons d'un système de transmission basé sur la modulation OFDM et on explique comment l'OFDM combat les interférences ISI/ICI dans un canal à trajets multiples. Ensuite nous décrivons la combinaison MIMO-OFDM.

Les techniques basées sur l'association des modulations à porteuses multiples et de MIMO sont aujourd'hui, reconnues comme des solutions à fort potentiel pour les futurs systèmes de radiocommunication. La combinaison MIMO-OFDM permet d'allier les avantages des deux méthodes.

Le 4^{ème} chapitre est consacré à l'étude de la réduction du facteur de crête PAPR dans un contexte OFDM et MIMO-OFDM. Un aperçu sur l'ensemble des systèmes de réduction de PAPR est d'abord donné. Par la suite, on fera une étude approfondie de l'approche Partial Transmit Sequence (PTS) en tant que solution possible à ce problème. Cette méthode a connu plusieurs améliorations afin de réduire sa complexité. Nous avons étudié la coopérative et alternative PTS (C-A-PTS), ainsi que nous avons proposé un nouvel algorithme pour la réduction du PAPR dans un système MIMO-OFDM. Des résultats de simulation seront respectivement présentés.

Enfin une conclusion générale termine ce mémoire et ainsi que des futures perspectives dans ce domaine.

I. 1 Introduction

Toujours en cours de recherche et de standardisation, le réseau 4G (4^{ème} génération) est proposé comme future génération des réseaux mobiles après la 3G (3^{ème} génération). Ce réseau a également pour objectif d'abolir les frontières de la mobilité. Avec le réseau 4G, un utilisateur pourra se connecter où qu'il se trouve : à l'intérieur des bâtiments avec les technologies Bluetooth, UWB ou Wifi..., à l'extérieur (dans la rue et les lieux publics) avec l'UMTS ou le WiMAX... En général, le passage d'un réseau à l'autre deviendra transparent pour l'utilisateur. Les débits supposés sont entre 20 et 100 Mb/s à longue portée et en situation de mobilité, et 1 Gb/s à courte portée vers des stations fixes. Par définition, la 4G assure la convergence de la 3G avec les réseaux de communication radio fondés sur le protocole IP. La connexion devra être possible quel que soit le mode de couverture [5].

Dans ce chapitre nous aborderons les notions générales des réseaux mobiles et plus précisément celles de la future génération la 4G.

I. 2 Historique

En l'espace d'une vingtaine d'années, l'usage des services de communications mobiles a connu un essor remarquable. La figure suivante illustre l'évolution du nombre d'abonnés mobiles au regard de la population mondiale : on compte à fin 2011 près de 6 milliards d'abonnés à travers le monde, soit 87 % de la population mondiale [6]. C'est véritablement un nouveau secteur de l'industrie mondiale qui s'est créé, regroupant notamment constructeurs de circuits électroniques, constructeurs de terminaux mobiles, constructeurs d'infrastructures de réseaux, développeurs d'applications et de services et opérateurs de réseaux mobiles.

Conçues à l'origine pour offrir un service de téléphonie mobile uniquement, les technologies de communications radio mobiles ont considérablement évolué et permettent désormais une connexion haut-débit en situation de mobilité. Les réseaux mobiles complètent ainsi les réseaux d'accès résidentiels tels que x-DSL (x-Digital Subscriber Line) et FTTH (Fiber To The Home) pour l'accès haut-débit à Internet. Les utilisateurs de terminaux mobiles peuvent naviguer sur le Web, utiliser leurs applications et services préférés, consulter leurs courriels, télécharger des vidéos, de la musique, regarder la télévision, partager des photos, tout cela sur le même terminal et en mobilité. Ainsi, cette dernière n'est plus un frein à l'accès aux contenus numériques. Dans certains pays dépourvus de réseau fixe fiable et développé, les réseaux mobiles se substituent même aux réseaux résidentiels et sont l'unique moyen d'accéder à Internet.

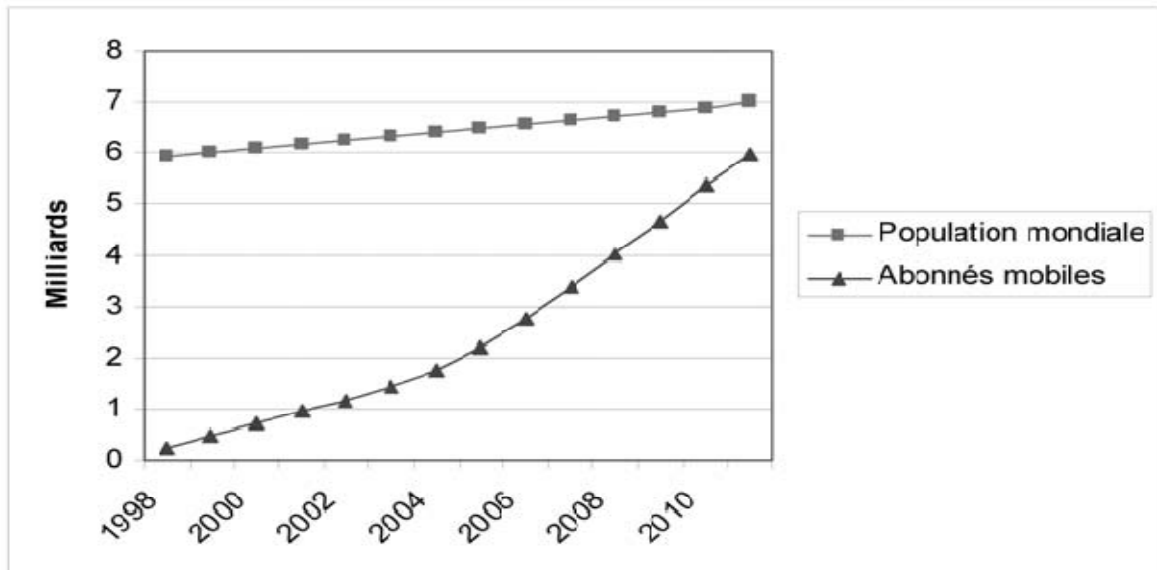


Figure I.1: Évolution du nombre d'abonnés mobiles à travers le monde

I. 3 Évolution des réseaux mobiles

L'histoire des réseaux mobiles est relativement récente, le premier réseau mis en service était déjà basé sur le concept de motif cellulaire. Cette technique est une composante technologique clé des réseaux mobiles car elle permet de réutiliser les ressources du réseau d'accès radio sur plusieurs zones géographiques données appelées cellules. À une cellule est ainsi associée une ressource radio (une fréquence, un code...) qui ne pourra être réutilisée que par une cellule située suffisamment loin afin d'éviter tout conflit intercellulaire dans l'utilisation de la ressource. Conceptuellement, si une cellule permet d'écouler un certain nombre d'appels simultanés, le nombre total d'appels pouvant être supportés par le réseau peut être contrôlé en dimensionnant les cellules selon des tailles plus ou moins importantes. Ainsi, la taille d'une cellule située en zone urbaine est habituellement inférieure à celle d'une cellule située en zone rurale. Les réseaux mobiles sont tous basés sur ce concept de cellule, c'est pourquoi ils sont aussi appelés réseaux cellulaires.

L'histoire des réseaux mobiles est jalonnée par trois étapes principales, auxquelles on donne couramment le nom de génération. On parle de la première, deuxième, troisième, quatrième et cinquième génération de réseaux mobiles, généralement abrégées respectivement en 1G, 2G, 3G, 4G et 5G (en cours d'étude). Ces cinq générations diffèrent principalement par les techniques mises en œuvre pour accéder à la ressource radio. L'évolution de ces techniques est guidée par la volonté d'accroître la capacité ainsi que les débits offerts par le système dans

une bande de fréquences restreinte. En effet, les fréquences sont des ressources très rares car convoitées par de multiples applications (télévision, radio, faisceaux hertziens, liaisons satellites, réseaux privés, communications militaires, etc.).

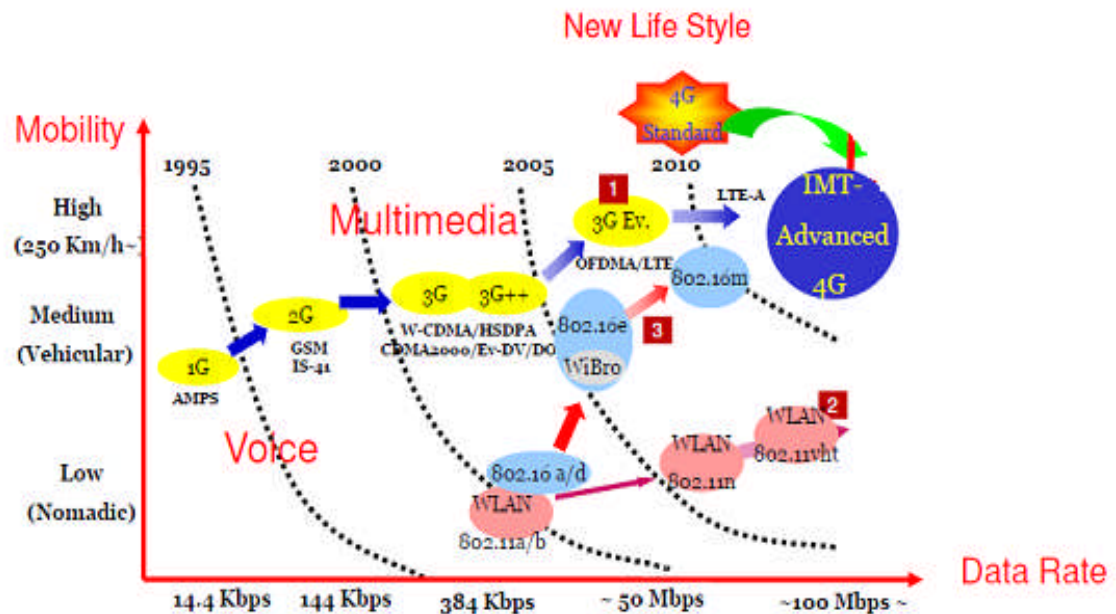


Figure 1.2: Migration vers la 4G

La première génération des systèmes de communication mobiles sans fil **1G** a été introduite dans les années **70** et la deuxième génération **2G** dans les années **80** ont été principalement destinée à la transmission de la voix. Les premiers systèmes avaient utilisé la modulation de fréquence analogique alors que la seconde avait utilisé des techniques de communication numérique avec multiplexage temporel (TDM), multiplexage en fréquence (FDM) ou le Code Division Multiple Access (CDMA). Les systèmes sans fil de troisième génération qui sont juste introduites dans les marchés mondiaux offrent des débits de données beaucoup plus élevés, et permet des améliorations significatives par rapport aux systèmes 2G. Les systèmes sans fil 3G ont été proposées pour fournir des services vocaux, de radiomessagerie et fournir des interactifs multimédias, y compris l'accès à l'internet, la téléconférence et d'autres services [7].

Toutefois, ces systèmes offrent un réseau (WAN) large de couverture étendue, de débit de 384 kbps à 2 Mbps. Ainsi la prestation de services à large bande serait l'un des principaux objectifs des systèmes sans fil 4G.

L'architecture des réseaux de mobiles de la 4G sont illustrées ci-dessous :

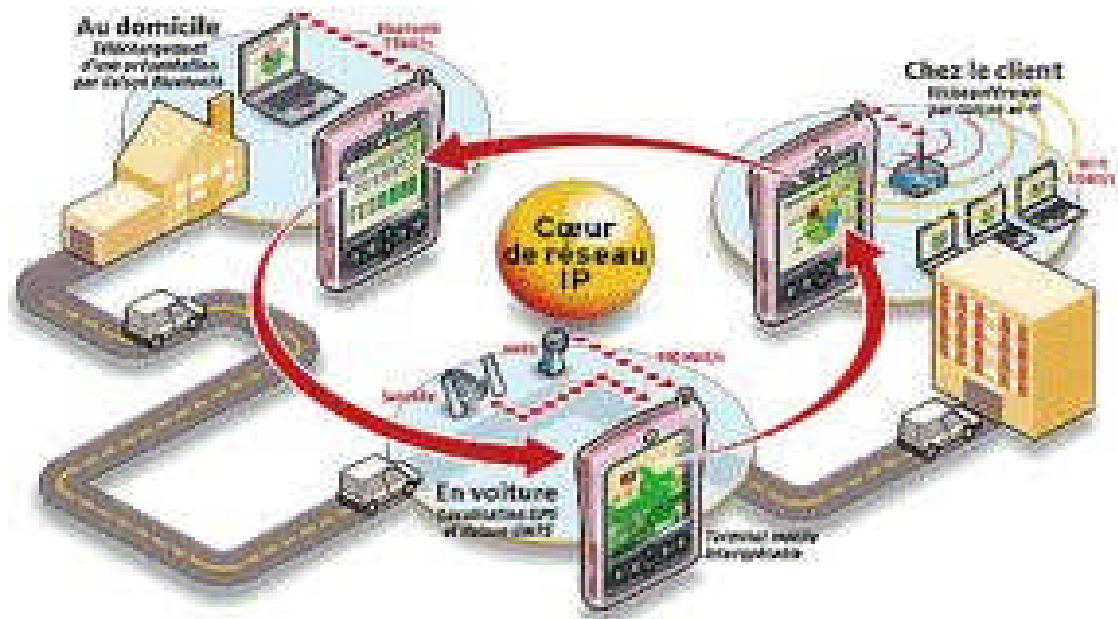


Figure I.3: Architecture des réseaux mobiles de la 4G.

I. 4 Définition de la 4^{ème} génération des réseaux mobiles

La définition de la 4G a évolué comme une nouvelle vague d'efforts de données de commercialisation des mobiles qui se déplace le terme dans l'œil du public à différencier les marques. L'union internationale des télécommunications (UIT), qui supervise le développement de la plupart des normes de données cellulaires, a récemment publié une déclaration soulignant que la 4G terme n'est pas défini. En réponse, les opérateurs mobiles avec des architectures 3G avancés a commencé la commercialisation des services «4G». De toute évidence, les ingénieurs ne veulent pas du commerçant d'usurper la vision d'une amélioration d'un ordre de grandeur à chaque génération d'architectures cellulaires, encore, les commerçants veulent tirer parti de la dernière tendance, tandis que cela semble encore ésotérique [8], les différentes technologies sans fil sont représentées, dans la figure suivante :

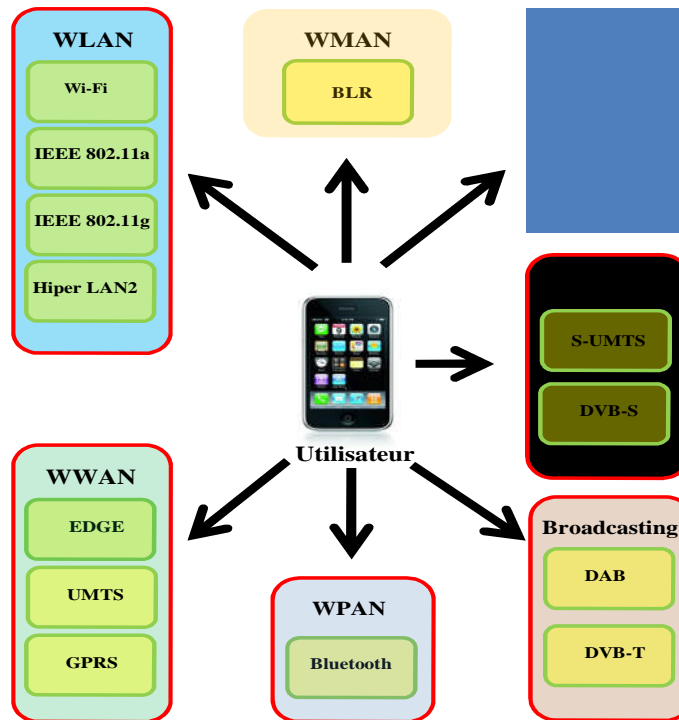


Figure I.4: Les différentes technologies d'accès sans fil pour l'utilisateur 4G.

I. 5 Technologies 4G

I. 5.1 Réseau WLAN (IEEE 802.11)

IEEE 802.11 [9] ou WIFI est un standard international décrivant les caractéristiques du réseau LAN sans fil (WLAN). Il connecte des ordinateurs portables, des équipements de bureau, des équipements personnels (PDA)... en créant un réseau sans fil couvrant un rayon de dizaines de mètres et tolérant une mobilité à très petite vitesse.

IEEE 802.11 définit deux technologies, le mode infrastructure divisé en deux architectures :

- 🚧 **L'architecture BSS (Basic Service Set)** : composée d'une seule cellule couverte par un seul point d'accès (AP) qui est l'intermédiaire permettant l'échange d'informations entre plusieurs stations.
- 🚧 **L'architecture ESS (Extended Service Set)** : composée de plusieurs points d'accès connectés par un système de distribution, et formant un large réseau composé de plusieurs cellules.

Le deuxième mode défini par le WIFI est le mode Ad-Hoc qui permet l'échange direct des informations entre les stations sans obligation de passage par le point d'accès.

L'architecture du mode infrastructure est illustrée dans la figure ci-dessous :

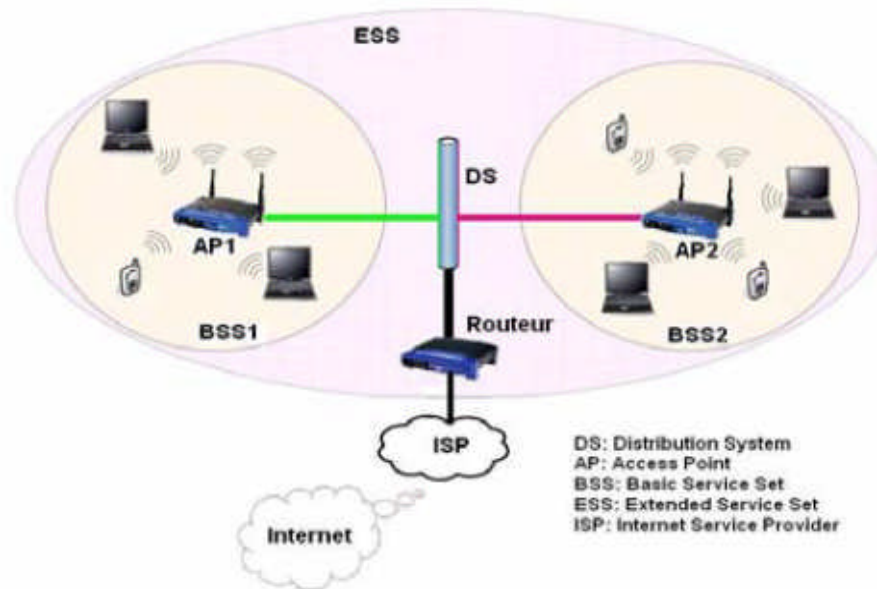


Figure I.5: Mode Infrastructure du WIFI

1.5.2 Réseau WiMAX

1.5.2.1 Introduction

Le WiMAX (**W**orldwide **I**nteroperability for **M**icrowave **A**ccess) (802.16-2004) ainsi que le WiMAX mobile (802.16e) [10], [11] est une solution pour des réseaux MAN sans fil. En utilisant un accès WiMAX, on peut atteindre théoriquement un débit jusqu'à 70 Mb/s avec une distance de 50 km. Le WiMAX couvre des zones géographiques importantes sans la contrainte d'installation d'infrastructures coûteuses pour faire parvenir la connexion jusqu'à l'utilisateur. Le premier élément de l'architecture WMAN est la station de base (BS) qui couvre une certaine zone géographique où se situent des utilisateurs immobiles ou en mouvement relativement lent qui communiquent avec la BS selon le principe du point à multipoint. Ce réseau peut fournir des débits importants et un passage à l'échelle en raison des capacités de canal flexibles. Il offre une couverture importante, des services avec des exigences de QoS, ainsi qu'une sécurité importante.

I.5.2.2 IEEE 802.16m

IEEE 802.16m [12], est une amélioration du WiMAX (802.16-2004) et du WiMAX mobile (802.16e) assurant la compatibilité avec les deux systèmes. Les débits théoriques proposés par cette version atteignent 100 Mb/s en situation de mobilité, et à 1 Gb/s quand la station abonnée est fixe. Le système 802.16m peut opérer dans des fréquences radio inférieures à 6 GHz. IEEE 802.16m utilisera la technologie MIMO (Multiple Input / Multiple Output) comme le Mobile WiMAX en proposant d'améliorer la technologie d'antenne pour obtenir une bande passante plus grande. On peut voir le 802.16m comme une technologie qui profite des avantages de la 3G et du 802.16 pour offrir un ensemble de services à très haut débit (Streaming vidéo, IPTV, VoIP).

I. 5.3 L'UMB

L'UMB (Ultra Mobile Broadband) [5] ou plus exactement «CDMA2000 1xEV-DO Revision C» est le nom commercial de la prochaine version de la famille CDMA. Avec la première révision A avec le CDMA, le débit offert était de 450 à 800 Kb/s vers des points fixes uniquement. Ensuite, avec la révision B il y avait une amélioration des débits jusqu'à 46,5 Mb/s. La dernière révision C proposée ajoute la gestion de la mobilité de l'utilisateur en grande vitesse et offre des débits théoriques à l'ordre de 288 Mb/s en voie descendante, et 75 Mb/s en voie montante. Elle propose aussi un environnement réseau qui se repose sur le principe de tout-IP et dispose de passerelles permettant l'interconnexion avec les réseaux de la famille 3GPP.

L'UMB repose sur une méthode d'accès de type OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) utilisant des mécanismes sophistiqués de contrôle et de signalisation, une gestion fine des ressources radio (RRM : Radio Resource Management), une gestion adaptative des interférences des liens retour (RL : Reverse Link) et la technique FDD (Frequency Division Duplex). Elle utilise aussi des techniques avancées d'antennes comme MIMO (Multiple In Multiple Out), SDMA (Space Division Multiple Access), et formation des faisceaux, tout en restant compatible avec les normes antérieures.

Les éléments du réseau et les interfaces formant l'architecture de l'UMB sont :

- **Access Terminal (AT)** : c'est le périphérique sans fil compatible avec l'UMB.
- **Access Gateway (AGW)** : c'est un routeur qui présente le premier point de rattachement au réseau IP.

- **Session Reference Network Controller (SRNC)** : il est responsable du maintien de la référence de la session avec l'AT. Il est responsable aussi de la prise en charge de la gestion du statut IDLE de l'AT, et de la fourniture des fonctions de contrôle de Paging quand l'AT.

L'architecture de l'UMB est présentée ci-dessous :

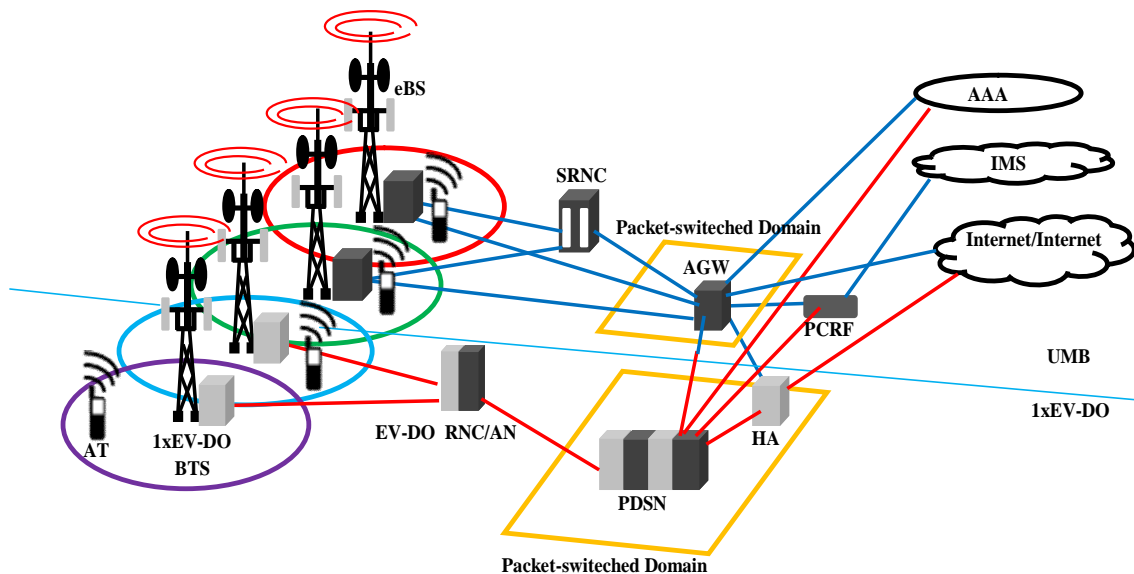


Figure I.6: Architecture de l'UMB

I. 5.4 Long Term Evolution (LTE)

I.5.4.1 Introduction

LTE [13] est la norme de communication mobile la plus récente qui est proposée par l'organisme 3GPP dans le contexte de la 4G. Comme l'IEEE 802.16m, elle propose des débits élevés pour le trafic temps-réel, avec une large portée. Théoriquement, le LTE peut atteindre un débit de 50 Mb/s en lien montant et 100 Mb/s en lien descendant.

En réalité, l'ensemble de ce réseau s'appelle EPS (Evolved Packet System), et il est composé des deux parties :

- ✚ Le réseau évolué d'accès radio LTE.
- ✚ Le réseau cœur évolué appelé SAE (System Architecture Evolution).

Le seul inconvénient de cette nouvelle technologie est l'installation de ses nouveaux équipements qui sont différents de ceux des normes précédentes, et le développement des terminaux adaptés.

I.5.4.2 Accès radio LTE

Pour offrir des débits élevés le LTE emploie la technologie OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) dans le sens descendant, et le SC-FDMA (Single Carrier - Frequency Division Multiple Access) dans le sens montant [14]. Le LTE respecte les délais requis par le trafic temps-réel. Le LTE respecte les délais requis par le trafic temps-réel. Cette technologie prend en charge la mobilité des utilisateurs en exécutant le Handover à une vitesse allant jusqu'à 350 km/h.

Le LTE a pris en charge l'interconnexion et l'interopérabilité avec les normes 2G et 3G, et les réseaux CDMA-2000. Contrairement à la 3G qui nécessite d'allouer une bande de fréquence de 5 MHz, le LTE propose plusieurs bandes de fréquences allant de 1.25 jusqu'à 20 MHz. Cela lui permettra de couvrir de grandes surfaces.

I. 6 L'objectif de la 4G

La 4G vise à améliorer l'efficacité spectrale et à augmenter la capacité de gestion du nombre de mobiles dans une même cellule. Elle tente aussi d'offrir des débits élevés en situation de mobilité et à offrir une mobilité totale à l'utilisateur en établissant l'interopérabilité entre différentes technologies existantes. Elle vise à rendre le passage entre les réseaux transparent pour l'utilisateur, à éviter l'interruption des services durant le transfert Inter-cellulaire, et à basculer l'utilisation vers le tout-IP.

I.7 Conclusion

Les réseaux de quatrième génération posent une multitude de problèmes, mais comme j'ai pu voir dans cette étude bibliographique, il y a une multitude d'architectures et protocoles qui essaient de les résoudre. Dans le cadre de la 4^{ème} génération de mobile (4G), plusieurs technologies d'accès sans fil sont présentées à l'utilisateur. Ce dernier veut pouvoir être connecté au mieux, n'importe où, n'importe quand et avec n'importe quel réseau d'accès. Pour cela, les différentes technologies sans fil, doivent coexister de manière à ce que la meilleure technologie puisse être retenue en fonction du profil de l'utilisateur et de chaque type d'application et de service qu'il demande.

II. 1 Introduction

Les communications sur le canal radio-mobile se sont fortement développées ces dernières années, aussi bien en termes de nombre d'utilisateurs que de débit par utilisateur. Ceci entraîne la saturation des ressources radiofréquence dans les lieux à forte densité de population.

Dès lors, il existe une forte demande pour augmenter l'efficacité spectrale de ces communications. Par ailleurs, les transmissions via le canal radio-mobile sont fortement perturbées par les évanouissements du signal, dû à la fois aux trajets multiples et aux interférences entre symboles.

Ainsi, pour pallier ces 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** (**M**ultiple-**I**nter-**M**ultiple-**O**utput), ont été développées par les laboratoires **Bell** en 1997 [15], [16]. Elles permettent d'atteindre à la fois de très hautes efficacités spectrales et de lutter efficacement contre les évanouissements du signal. L'idée générale est de tirer profit de la dimension spatiale du canal et d'exploiter les trajets multiples plutôt que de les supprimer.

II. 2 Phénomènes physiques caractéristiques d'un canal de propagation

Dans un système de transmission mono antenne SISO, les différents obstacles présents entre l'émetteur et le récepteur (vallonnement du terrain, bâtiments, végétation...) entraînent des perturbations du signal de différentes natures. Ces perturbations sont liées aux phénomènes physiques mis en jeu, à savoir la réflexion sur les surfaces lisses, la transmission (ou réfraction) à travers les parois, la diffraction par les arêtes ou les sommets et la diffusion par les végétaux ou les surfaces rugueuses. La direction de l'onde ainsi que l'amplitude, la phase et la polarisation sont affectées par ces phénomènes qui génèrent des trajets multiples du signal entre l'émetteur et le récepteur. De plus, de façon proportionnelle à la vitesse avec laquelle le mobile se déplace, des décalages fréquentiels appelés décalages Doppler sont introduits sur chaque trajet arrivant sur l'antenne de réception et conduisent à un spectre Doppler qui affecte le signal en réception [17]. Ce phénomène de trajets multiples détermine les principales propriétés du canal de propagation radioélectrique à savoir:

- ✓ la variabilité temporelle due aux modifications dynamiques de l'environnement de propagation ;

- ✓ la variabilité spatiale qui traduit un comportement différent du canal de propagation lorsque l'émetteur et le récepteur sont mobiles. Elle se traduit par les variations à grande échelle et à petite échelle du signal (slow and fast fadings) ;
- ✓ la sélectivité en fréquence directement liée au phénomène de multi-trajets et illustrée par la réponse impulsionnelle ou la fonction de transfert du canal selon que l'on se place dans l'espace des temps ou des fréquences.

Dans un environnement de propagation quelconque, les différentes répliques du signal générées par les multi-trajets sont plus ou moins corrélées en temps, en fréquence ou dans l'espace et ne subissent pas les mêmes affaiblissements si elles sont peu corrélées. L'utilisation conjointe d'un réseau d'antennes à l'émission et à la réception et la mise en œuvre des traitements adaptés permettent de tirer partie de ces différentes diversités. Comparativement aux techniques SISO, les techniques MIMO exploitent avant tout une dimension supplémentaire du canal de propagation : la dimension spatiale qui peut être caractérisée par la corrélation spatiale dans le canal. La corrélation spatiale du canal dépend du degré de corrélation en émission d'une part et en réception d'autre part. Elle est fonction de facteurs tels que l'espacement entre les antennes, les angles d'arrivée et l'étalement angulaire des signaux intimement reliés à la distribution des obstacles dans le canal de propagation. Les variations de polarisation du signal influent également sur le degré de corrélation du canal.

Les phénomènes précédemment présentés modifient le signal transmis [18]. De nombreuses répliques de ce signal sont ainsi créées. Celles-ci sont plus ou moins retardées selon les longueurs des trajets effectués. Dès lors, elles sont plus ou moins atténuées selon la distance parcourue et selon les phénomènes de base rencontrés. A la réception, ces répliques se combinent de façon constructive ou destructive donnant naissance à des évanouissements, représentés sur la figure II.1.

Les systèmes de radiocommunications mobiles, que ce soit à l'intérieur ou l'extérieur des bâtiments, sont ainsi soumis aux distorsions induites par les trajets multiples. Cependant dans le cas NLOS, les trajets multiples évitent l'interruption de la liaison entre l'émetteur et le récepteur.

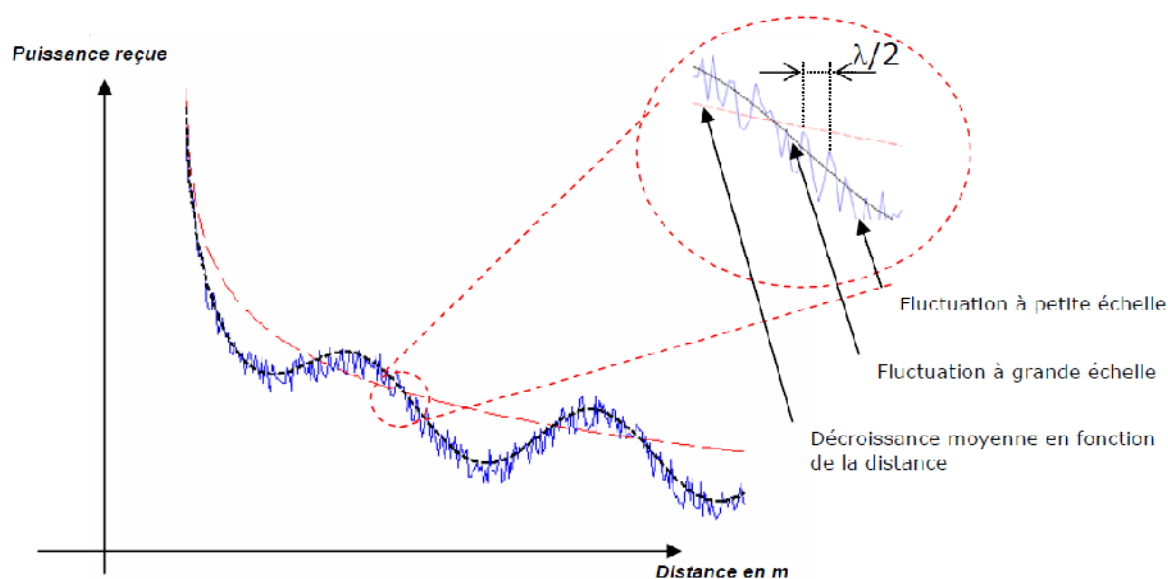


Figure II.1 : Puissance reçue en fonction de la distance

II. 3 Notions de diversité

La diversité est utilisée dans les systèmes de transmission pour combattre l'évanouissement à petite échelle causé par les trajets multiples. En effet, si plusieurs répliques de l'information sont reçues par des liaisons dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de fortes atténuations augmentant ainsi la fiabilité de la liaison. La diversité se révèle donc être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre canaux de transmission, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radios. Les trois formes de diversité traditionnellement exploitées en communications numériques sont la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale [19].

II. 3.1 Diversité temporelle

La diversité temporelle est utilisée pour combattre les évanouissements sélectifs en temps, et 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 (figure II.2). Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelaceur et d'un code

correcteur d'erreur, ou encore par demande de répétition automatique. Le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, et la baisse de débit utile.

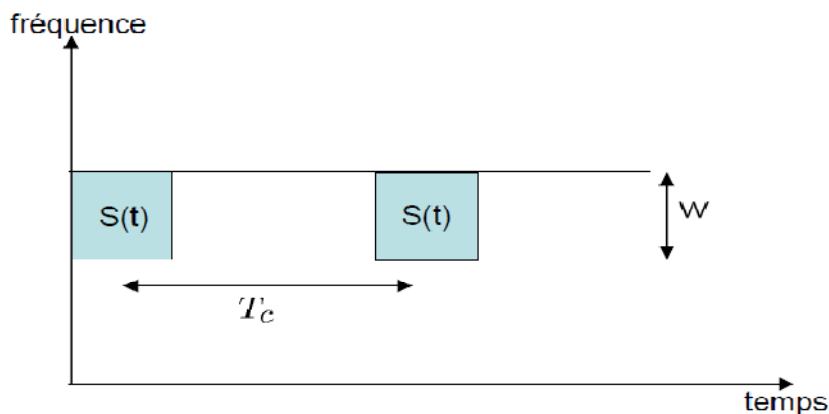


Figure II.2 : Diversité temporelle (Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels)

II. 3.2 Diversité fréquentielle

La diversité fréquentielle est efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, et 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 (figure II.3). La diversité fréquentielle peut par exemple être exploitée par l'utilisation d'une modulation multi-porteuse que nous allons présenter dans le chapitre suivant.

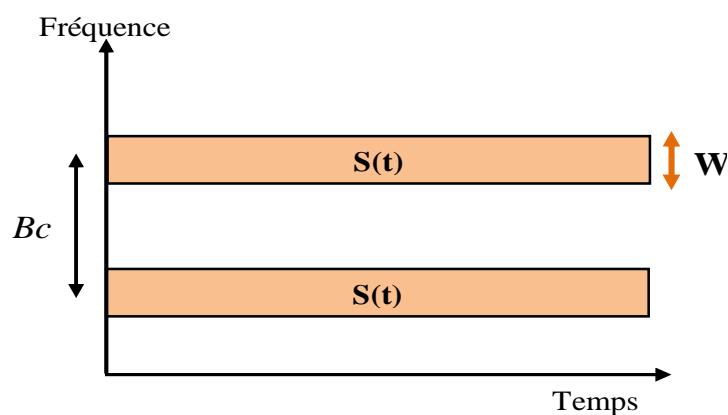


Figure II .3: Diversité fréquentielle (Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels)

II. 3.3. Diversité spatiale

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la diversité spatiale, ou diversité d'antenne. 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 des évanouissements indépendants et dépend donc de l'angle de départ et/ou d'arrivée des multi-trajets. Cette distance de cohérence peut varier très largement selon le type et l'emplacement de l'antenne considérée.

Des mesures empiriques ont montré une forte corrélation entre la hauteur de l'antenne d'une station de base et la distance de cohérence [20]. De grandes antennes imposent ainsi une grande distance de cohérence. Du côté du mobile, en revanche, généralement plus bas en altitude et donc soumis à de nombreux échos, la distance de cohérence reste raisonnable. D'une manière générale, une séparation de 0.4λ à 0.6λ semble adéquate pour le mobile, alors que pour une station de base, elle peut atteindre plus de 10λ [21].

La diversité spatiale en réception, c'est-à-dire l'emploi d'antennes multiples du côté du récepteur uniquement est un sujet déjà bien présent dans la littérature, et est notamment à l'origine des techniques de combinaison des répliques abordées ci-dessous. L'observation issue de capteurs étant par ailleurs un mélange de signaux inconnus, la multiplicité des antennes réceptrices permet aussi la séparation de sources [22].

En revanche, la diversité d'émission est un domaine de recherche en pleine évolution depuis quelques années. L'idée de base est d'envoyer l'information après un traitement spécifique à chaque antenne afin que le récepteur puisse combiner ces signaux pour obtenir de la diversité. Le premier système utilisant la diversité d'émission fut proposé par Wittneben en 1991 [23], puis amélioré en 1993. La diversité d'émission est en fait une diversité de modulation, et est l'expression la plus simple des récents codes espace-temps.

La tendance actuelle est d'associer plusieurs antennes à la fois à l'émission et la réception, formant ainsi des systèmes multi-antennaires plus connus sous le nom de MIMO [24], et qui permettent d'atteindre de hauts degrés de diversité. Ces systèmes, étudiés plus en détail dans ce chapitre, réduisent clairement les fluctuations du signal et éliminent les évanouissements du canal.

II.4. Système MIMO

Les techniques MIMO sont apparues dans les années 90 grâce à Gerard. J. Foschini [15]. Le but étant d'augmenter le débit et la portée des réseaux sans fil, elles se basent sur l'utilisation de plusieurs antennes aussi bien du côté de l'émetteur que celui du récepteur. La mise en place d'une telle structure permet au système utilisé d'atteindre des débits importants et cela sans changer la largeur de la bande allouée au signal ni sa puissance d'émission.

De plus, le fait d'utiliser plus d'une antenne des deux côtés du système permet d'apporter de la diversité. Concrètement, plusieurs répliques de la même information sont transmises sur plusieurs canaux ayant des puissances comparables et des évanouissements indépendants, et donc, il est fort probable qu'au moins un, ou plus, des signaux reçus ne soit pas atténué à un moment donné, rendant possible une transmission de bonne qualité. Cela a pour conséquence l'amélioration du rapport signal à bruit (en anglais Signal to Noise Ratio (SNR)) et donc du taux d'erreurs binaires [15–25].

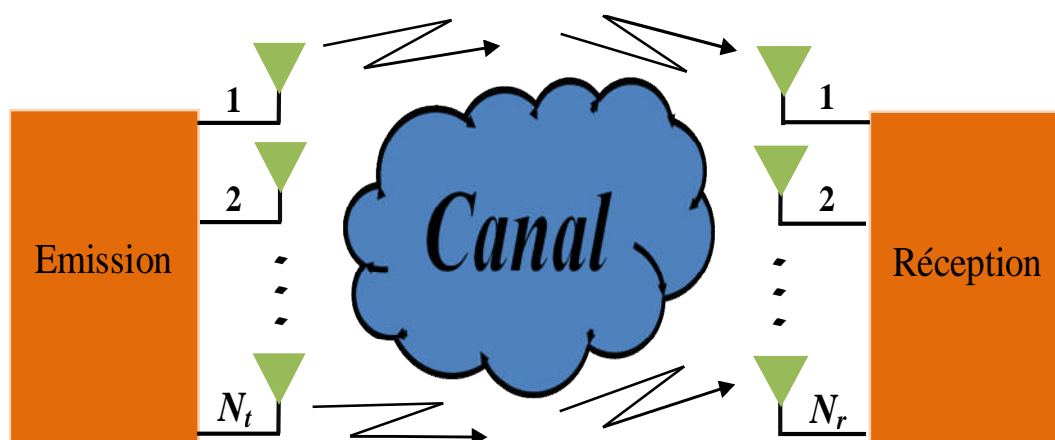


Figure. II.4 : Système de transmission MIMO avec N_t émetteurs et N_r récepteurs

II. 5 Les principes du MIMO

Comme cela a été expliqué précédemment, la principale source des perturbations, que subit un signal lors de sa propagation, est le canal. En effet, à cause des phénomènes de

propagation multi-trajets, le signal subit des évanouissements, des décalages fréquentiels ou même temporels.

Contrairement aux systèmes classiques, les systèmes à diversité prennent avantage de ces types de propagation pour améliorer les performances du système. Pour mettre en place ces améliorations, les systèmes MIMO exploitent les techniques de :

- **Diversité d'espace** : Aussi connue sous le nom de diversité d'antenne
- **diversité fréquentielle** : Cette technique demande l'envoi du même signal sur des fréquences différentes. Il faut toutefois faire attention à la largeur de bande cohérente et à l'étendue fréquentielle due aux multi-trajets et aux distances à franchir par la transmission.
- **diversité temporelle** : Lorsque l'on sépare l'envoi du même signal par le temps cohérence du canal, il est possible de profiter de la diversité temporelle. Tout dépend également de la vitesse de déplacement du mobile et de la fréquence porteuse.

Un système MIMO se caractérise par l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission ainsi qu'à la réception. Lorsqu'un tel système comprend, seulement, une seule antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception, il est nommé SIMO (Single Input Multiple Output). De même, lorsqu'il comprend plusieurs antennes à la réception et une seule antenne à l'émission, il est nommé MISO (Multiple Input Single Output). Finalement, si les deux côtés comptent une antenne chacun, le système est dit SISO (Single Input Single Output) [26] (figure II.5).

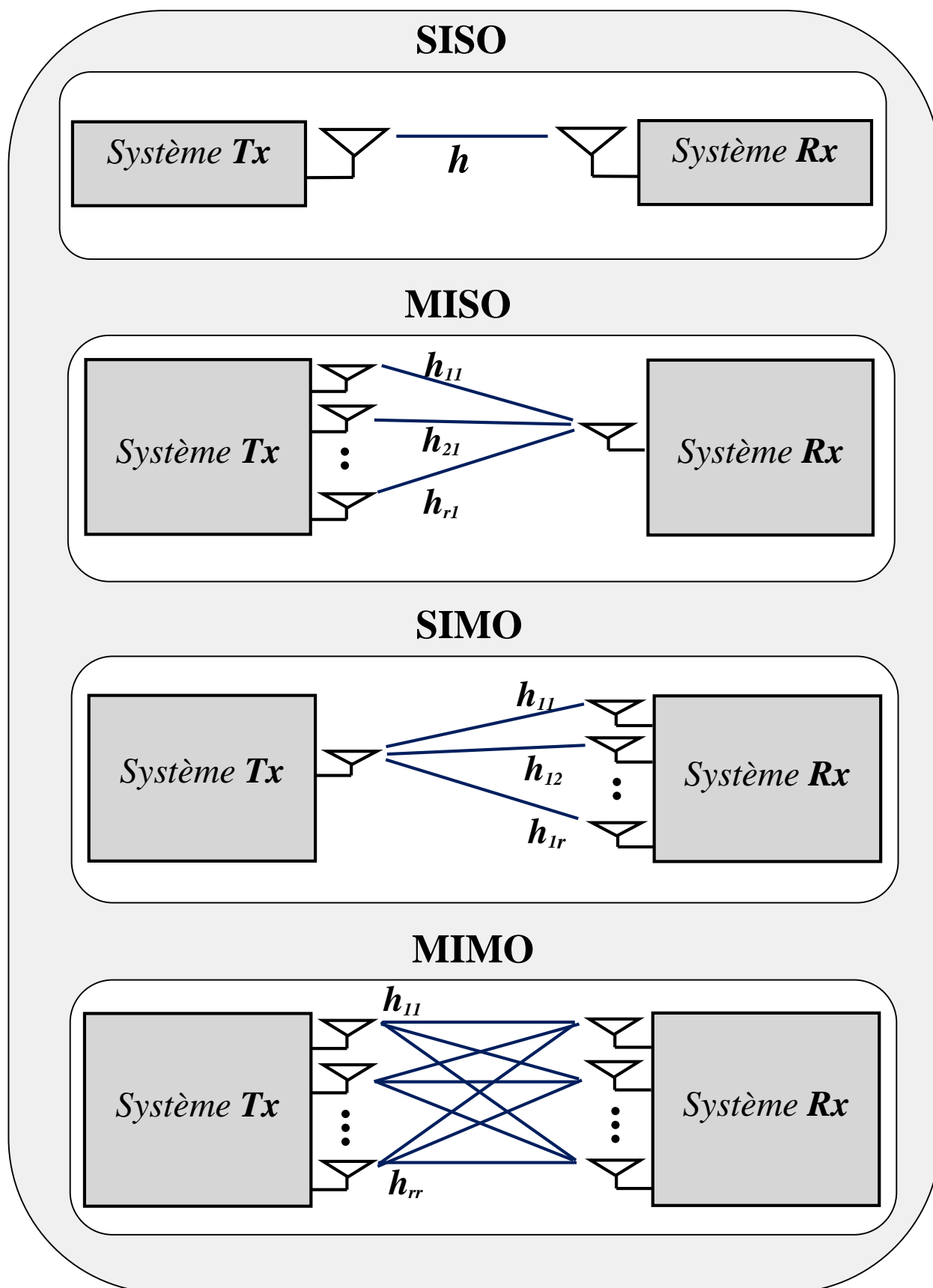


Figure II.5 : Schémas représentatifs du SISO, MISO, SIMO et MIMO.

II.6. Modélisation d'un canal MIMO

Le système MIMO généralement utilisé ici est un système ayant N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception, que nous désignons par la suite par MIMO ($N_t ; N_r$). Le signal reçu sur l'antenne i ($i = 1; \dots ; N_r$) est la somme des contributions des symboles émis $\{s_1, \dots, s_{N_t}\}$ multipliée par le gain complexe h_{ij} des liaisons correspondantes :

$$y_i = \sum_{j=1}^{N_t} h_{ij} s_j + n_i \quad (2.1)$$

La figure II.6 présente le modèle d'un système MIMO, l'équation (2.1) peut être ré-écrite d'une manière matricielle afin de la rendre plus synthétique :

$$y = Hs + n \quad (2.2)$$

Où: $y = [y_1 \dots y_{N_r}]^T$, $s = [s_1 \dots s_{N_t}]^T$ et $n = [n_1 \dots n_{N_r}]^T$

La matrice canal est donnée par :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & \dots & h_{N_rN_t} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

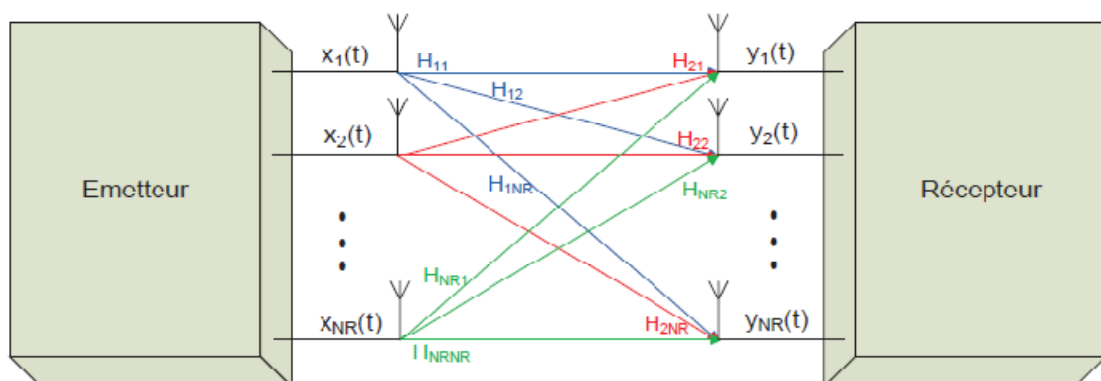


Figure II.6: Le Système MIMO.

Avec H_{ij} le coefficient complexe du canal entre l' $i^{\text{ème}}$ antenne d'émission et la $j^{\text{ème}}$ antenne de réception. En fonction de l'environnement de propagation, de l'espacement entre les antennes ou même de leurs polarisations, ces coefficients peuvent être plus ou moins corrélés entre eux.

Dans le but d'exploiter, encore plus, la diversité qu'offre un système MIMO, différents algorithmes de codage/décodage ont été développés; Dans la suite de notre travail, nous nous intéressons au codage espace-temps en bloc.

II. 7. Le codage spatio-temporel

Lors de l'implémentation des systèmes à antennes multiples, conçus afin d'améliorer l'efficacité spectrale, des approches différentes ont été proposées. L'approche la plus classique, consiste à utiliser des antennes multiples à la réception et d'appliquer un combineur à taux maximal (Maximum Ratio Combiner, MRC) aux signaux reçus. Mais, cette approche présente l'inconvénient d'augmenter la complexité du récepteur. Considérant le contexte des réseaux cellulaires où le terminal mobile doit avoir une complexité plus faible que la station de base pour des raisons économiques et pratiques (vu la taille du terminal mobile), il est plus raisonnable (et plus pratique) d'équiper de plus d'une antenne la station de base que le terminal mobile. Par conséquent l'approche qui consiste à équiper l'émetteur avec des antennes multiples a des conséquences plus immédiates. Ainsi, dans le cas où l'émetteur est muni de N_t antennes réceptrices, nous devons définir quel est le traitement mapping nécessaire à appliquer aux signaux avant de les émettre sur les antennes émission. Ce traitement supplémentaire de part et d'autre du canal radio, mappeur/demappeur, est spécifique aux systèmes MISO et plus généralement MIMO en comparaison au système SISO comme le montre la Figure. II.7 est appelé codage spatio-temporel ou codage espace-temps. En conclusion, ces codes permettent d'introduire de la corrélation spatiale et temporelle entre les signaux émis d'une manière intelligente, afin qu'à la réception le signal reçu soit bien décodé [27].

La question fondamentale qui se pose maintenant est, comment concevoir le codage spatio-temporel afin d'optimiser les performances de la liaison radio ? Les critères de performances généralement considérés sont :

- **L'efficacité spectrale** elle s'exprime en bit par seconde par Hertz. Nous cherchons souvent à avoir le débit le plus élevé possible. La limite ultime, où le débit est le plus élevé possible, a été définie c'est la capacité.

- **La robustesse** la robustesse de la transmission varie souvent à l'opposé de l'augmentation du débit. Elle peut être mesurée par le taux d'erreur binaire (BER). En effet, lors de l'étude des codes espace temps proposés, le BER est le critère de performance considéré.
- **La complexité:** il est important que la complexité du mappeur/ démappeur spatio-temporel soit la plus faible possible. Il est ainsi souhaitable d'avoir une conception des schémas de transmission et de réception de telle façon que la complexité soit non symétrique, avec la complexité la plus faible du côté alimenté par des batteries (le terminal mobile dans le cas des réseaux cellulaires).

Généralement, ces critères de performances sont contradictoires. Ici vient le rôle des ingénieurs qui doivent faire des choix et des compromis selon les applications (mobilité, conditions du canal physique, etc.) et les aspects économiques afin d'avoir des systèmes de transmission MIMO les mieux optimisés.

II. 8- Construction du Code spatio-temporel 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 [28]. 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, une configuration de deux antennes à l'émission avec une et deux antennes réceptrices respectivement. Le codage est fait en prenant en compte les dimensions spatiale et temporelle d'où son nom. Le code d'Alamouti n'est adapté qu'aux systèmes possédant deux antennes à l'émission et Tarokh et al. [29, 30] ont généralisé les codes spatio-temporels et ce quel que soit Nt .

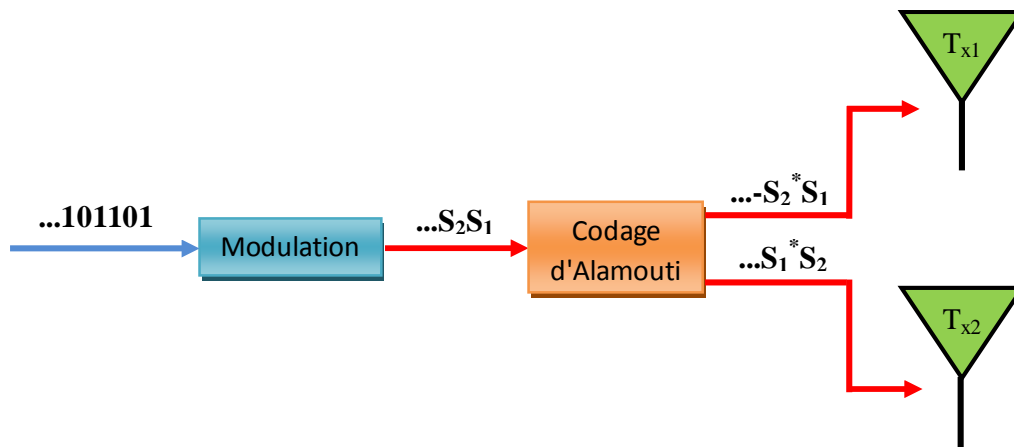


Figure II.7: Principe de codage espace temps d'Alamouti

II.9. Codage spatio-temporel dans 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.8

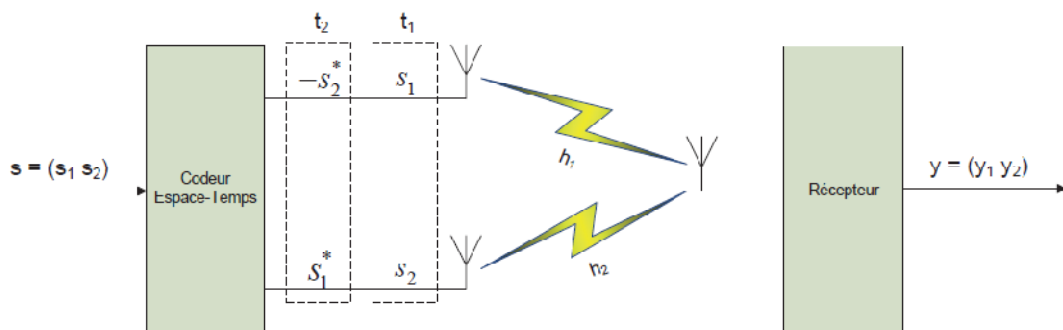


Figure II.8: Schéma d'un système MISO 2x1 avec codage d'alamouti

A la sortie du codeur espace-temps, les antennes d'émission T_{x1} et T_{x2} envoient, respectivement, les symboles s_1 et s_2 , durant le premier temps symbole t_1 . A temps symbole d'après, les symboles $-s_2^*$ et s_1^* sont émis. Les canaux h_1 et h_2 sont supposés statiques durant t_1 et t_2 .

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

$$y = Sh + b \quad (2.4)$$

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

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

Le développement des éléments de l'équation (2.4) mène au système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} y_1 &= s_1 h_1 + s_2 h_2 + b_1 \\ y_2 &= -s_2^* h_1 + s_1^* h_2 + b_2 \end{aligned} \quad (2.5)$$

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

$$\begin{aligned} y_1 &= s_1 h_1 + s_2 h_2 + b_1 \\ y_2^* &= s_1 h_2^* - s_2 h_1^* + b_2^* \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2^* \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

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 2. Mathématiquement, cela veut dire que :

$$H_c H_c^H = H_c^H H_c = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \mathbf{I}_2 \quad (2.8)$$

Avec:

- ✓ $H_c = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}$
- ✓ H^H Matrice hermitienne
- ✓ \mathbf{I}_2 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 :

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = H_c^H \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + H_c^H \hat{\mathbf{b}} \quad (2.9)$$

Avec $\hat{\mathbf{b}} = [b_1 \ b_2^*]^T$ le vecteur de bruit résultant.

II. 10. Codage spatio-temporel dans 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 \mathbf{T}_{x1} et \mathbf{T}_{x2} et les deux antennes de réception. On écrit alors $h_1 = [h_{11} \ h_{12}]$ et $h_2 = [h_{21} \ h_{22}]$

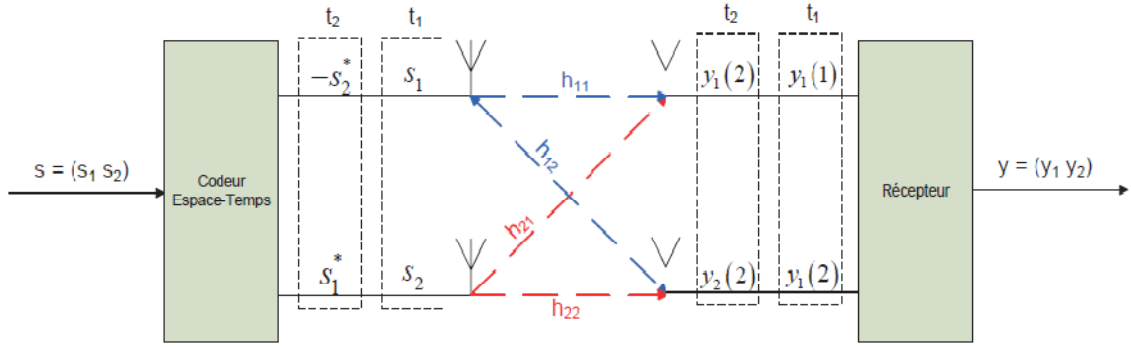


Figure II.9: Schéma d'un système MIMO 2x2 avec codage Alamouti

A la réception $y = [y_1 \ y_2]^T = [y_1(1) \ y_1(2) \ y_2(1) \ y_2(2)]^T$ avec $y_1(1)$ et $y_1(2)$ les symboles reçus sur l'antenne R_{x1} , respectivement, durant t_1 et t_2 . De même, les symboles $y_2(1)$ et $y_2(2)$ sont reçus sur l'antenne R_{x2} , respectivement, durant les deux temps symboles. En reprenant le calcul effectué dans le cas MISO et en l'adaptant à cette configuration, on écrit :

$$\begin{bmatrix} y_1(1) \\ y_1(2) \\ y_2^*(1) \\ y_2^*(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{12}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(1) \\ n_1(2) \\ n_2^*(1) \\ n_2^*(2) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Et donc:

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = H_c^H \begin{bmatrix} y_1(1) \\ y_1(2) \\ y_2^*(1) \\ y_2^*(2) \end{bmatrix} + H_c^H \begin{bmatrix} b_1(1) \\ b_1(2) \\ b_2^*(1) \\ b_2^*(2) \end{bmatrix} \quad \text{Avec} \quad H_c = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{12}^* \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

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. 11 Analyse de performance

Parmi les faits notables que l'on tire des résultats d'Alamouti, on note que l'utilisation des schèmes MRC et d'Alamouti nous offrent une qualité de signal supérieur à une simple transmission de signal subissant une atténuation de Rayleigh ainsi que de l'interférence d'un bruit blanc gaussien.

On remarque également que les courbes de qualité de transmission Alamouti (Tx : 2, Rx : 1) et MRC (Tx : 1, Rx : 2) ont exactement la même tendance, et sont donc équivalente. Par contre, on remarque un décalage en décibel entre la courbe de BER selon SNR dans le cas Alamouti (Tx : 2, Rx : 1) par rapport au cas avec MRC (Tx : 1, Rx : 2).

On note par notre simulation, le même décalage de différence entre les deux méthodes. Aussi, selon Alamouti, on constate une amélioration croissante avec l'augmentation du nombre d'antennes de réception. Alamouti postule que cette croissance peut se faire linéairement. Autre point, lorsque Alamouti a augmenté le nombre de récepteurs pour le schème d'Alamouti, le faisant passé d'un mode (Tx : 2, Rx :1) à (Tx :2, Rx :2), on obtiens l'équivalent MRC de (Tx :1, Rx :4). Ainsi il en conclut que le degré de diversité d'Alamouti est $[2 \times (Rx)]$, c'est-à-dire un gain de diversité spatiale complet. [19]

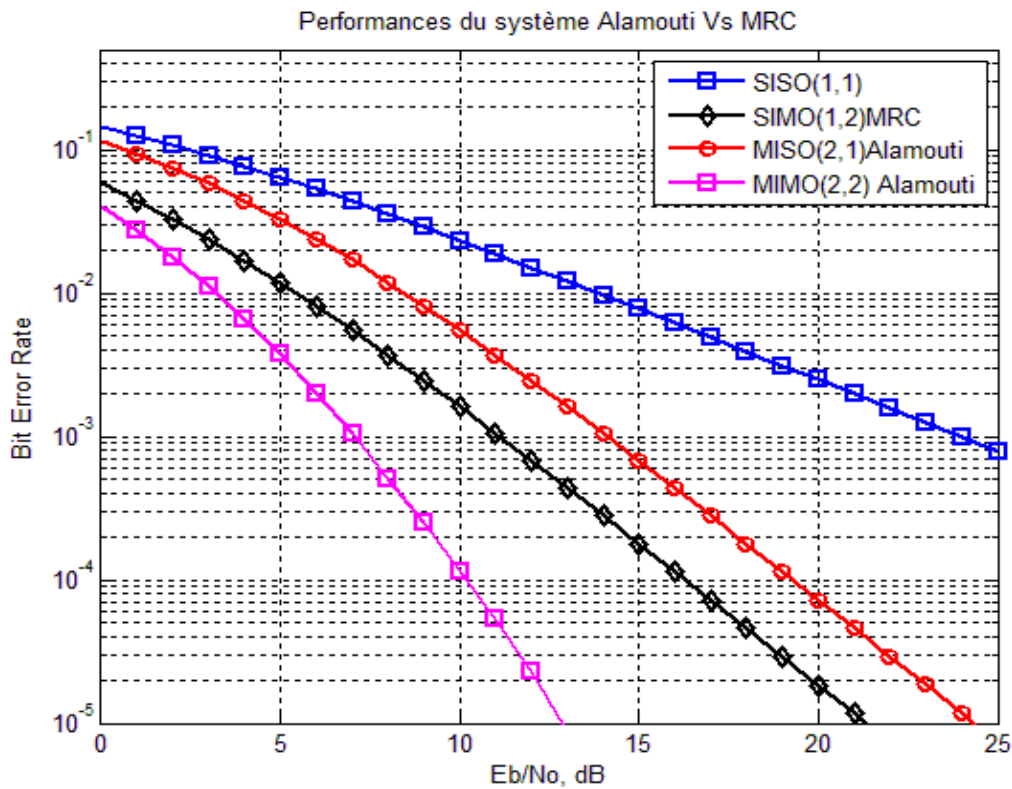


Figure II .10: Comparaison des performances entre: système MIMO Alamouti et MRC

II.11. Capacités

L'utilité des systèmes MIMO en terme d'augmentation de capacité [31, 32] (débit par seconde par Hertz bits/s/Hz) a été démontrée dès les premières années de recherche. Ceci leur donne un intérêt majeur dans la plupart des applications de communication sans fil. Pour montrer cet intérêt, nous allons calculer les capacités des trois systèmes SISO, SIMO et MIMO et observer les gains apportés, en terme de débit.

II.11.1 SISO

En effet un système mono-antenne (SISO) étant perturbé seulement par un bruit blanc additif gaussien peut atteindre une capacité maximale de [33, 34] :

$$C_{SISO} = \log_2(1 + \rho_R) \quad \text{Bits/s/Hz} \quad (2.12)$$

Où ρ_R est le RSB en réception.

Pour de hauts RSB, nous pouvons voir qu'il faut un gain de 3dB au niveau du RSB pour augmenter la capacité de 1 bit/s/Hz.

II.11.2 Système SIMO

Pour un cas SIMO ou MISO (ici l'exemple sera donné en SIMO), le canal est constitué de n_R coefficients distincts, $\mathbf{h} = [h_{11}; h_{21}; \dots h_{n_R 1}]$ où h_{i1} est le coefficient de canal entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception i . La capacité de (2.12) peut alors être généralisée :

$$C_{SIMO} = \log_2(1 + \rho \mathbf{h} \mathbf{h}^*) \quad \text{Bits/s/Hz} \quad (2.13)$$

II.11.3 Système MIMO

En considérant la matrice de canal définie en (2.3) avec N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception, et en l'absence de connaissance du canal à l'émetteur (CSI, Channel state information), la capacité est exprimée alors comme suit [15, 19] :

$$C_{MIMO} = \log_2 \left[\det \left(I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^* \right) \right] \quad \text{Bits/s/Hz} \quad (2.14)$$

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

$$C \simeq \min(N_t, N_r) \log_2 \frac{\text{RSB}}{N_t} \quad (2.15)$$

Ainsi, la capacité est améliorée car le système MIMO est équivalent à $\min(N_t, N_r)$ systèmes SISO, La capacité augmente en fonction du nombre d'antennes. Foschini [15] et Telatar [35] ont démontré tous les deux que la capacité donnée par (2.15) augmente linéairement avec $m = \min(N_t, N_r)$ contrairement à une croissance logarithmique en (2.12) et (2.13).

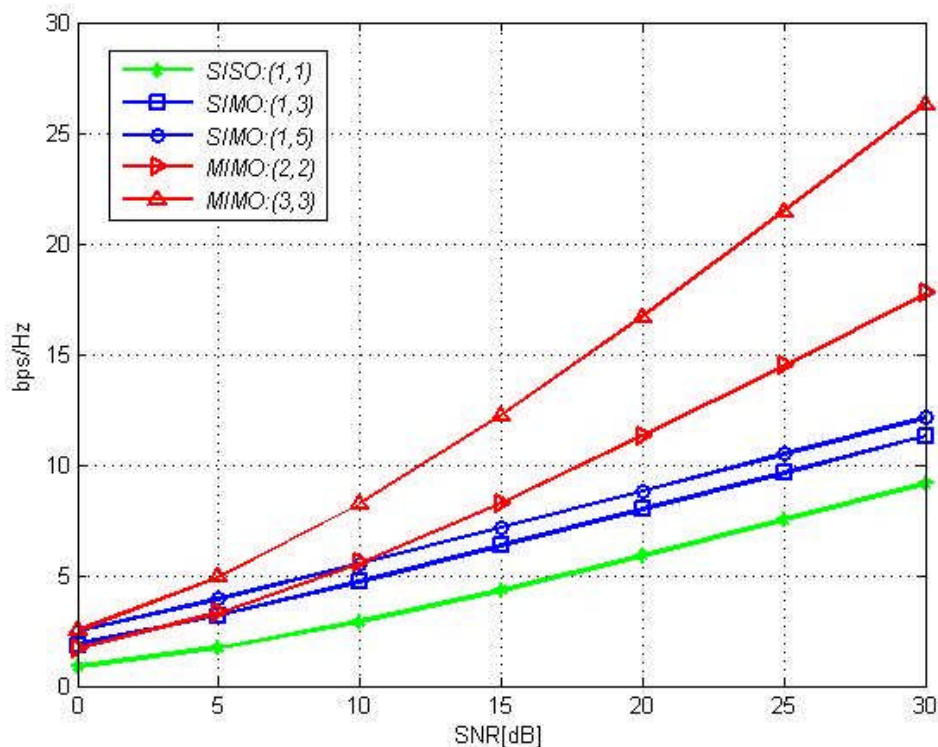


Figure II.11: Comparaison des capacités ergodiques pour différents systèmes SISO, SIMO et MIMO

Maintenant que les différentes capacités des systèmes avec un canal de Rayleigh pour différentes configurations matérielles SISO, SIMO et MIMO ont été présentées, nous allons pouvoir comparer la capacité ergodique à l'aide de la figure II.11.

Pour le cas SISO, nous pouvons voir que la capacité croît lentement de 1,3 à environ 10 bits/s/Hz pour un RSB allant de 0 à 30dB. Nous constatons effectivement qu'à partir de 14 dB, il faut bien une augmentation de 3 dB pour gagner 1 bit/s/Hz de capacité. La comparaison des systèmes SIMO et MIMO se fait avec un nombre total d'antennes identiques : SIMO (1,3) avec MIMO (2,2) et SIMO (1,5) avec MIMO (3,3).

Pour les faibles RSB, les systèmes SIMO ont une capacité plus importante que les systèmes MIMO, mais dès que le RSB augmente, le gain devient spectaculaire, ainsi pour un RSB de 30 dB le système MIMO (3,3) a quasiment une capacité double par rapport au SIMO (1,5). De plus, plus le nombre d'antennes est grand et plus le croisement entre les courbes de capacité du SIMO et du MIMO se fait dans les bas RSB.

A fort RSB, la figure II.11 met en évidence le résultat de l'équation (2.15) : La capacité des systèmes (1,1), (1,3) et (1,5) croît mais pas de façon spectaculaire car $m = 1$, de plus, les courbes ont une pente identique, la capacité des systèmes (2,2) et (3,3) croît linéairement et la pente augmente en fonction de m . Dans un canal de Rayleigh, il est donc important d'utiliser des systèmes multi-antennaires MIMO par rapport aux SIMO.

II. Conclusion

Dans Ce chapitre on a présenté quelques généralités sur le canal de propagation radio mobile, puis nous avons décrit la technique multi antenne par ses différentes configurations SISO, SIMO, MISO et MIMO.

Pour combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces sont les techniques de diversité, qu'elle soit temporelle, fréquentielle ou encore spatiale, ainsi qu'aux techniques de combinaison.

Après avoir rappelé ces généralités utiles à la compréhension de l'ensemble du travail, nous allons aborder dans le troisième chapitre, l'étude de la modulation multi porteuse ainsi que sa combinaison avec un système multi antenne, une solution devient très prometteuse pour les nouvelles et futurs générations des communications sans fils.

III.1 Introduction

L'OFDM pour "Orthogonal Frequency Division Multiplexing" [36] est une technique de modulation multi-porteuses sophistiquée a fait ses preuves dans le domaine de la communication sans fil permettant aux technologies actuelles d'atteindre un débit de transmission élevé. Elle est utilisée dans la plupart des standards de communication. On peut citer en outre, l'ADSL ("Asymmetric Digital Subscriber Line") qui est une technique de communication qui permet d'utiliser une ligne téléphonique d'abonné pour transmettre et recevoir des signaux numériques à des débits élevés (l'internet haut débit), le WI-FI, le WIMAX ("Worldwide Interoperability for Microwave Access") appartenant à la famille du standard IEEE 802.xx et permettant la transmission de données sans fil haut débit. La technique de modulation OFDM est utilisée dans la diffusion audio numérique (DAB pour "Digital Audio Broadcasting ") et dans la diffusion vidéo numérique (DVB pour "Digital Video Broadcasting "). Elle est en phase de normalisation dans le LTE ("Long Term Evolution") pour la future norme de réseau mobile de quatrième génération (4G) [37].

Dans ce chapitre, Nous abordons le principe de la modulation OFDM, son historique ainsi que sa description générale avec ses avantages et ses inconvénients. Nous parlons d'un système de transmission basé sur la modulation OFDM et on explique comment l'OFDM combat les interférences ISI/ICI dans un canal à trajets multiples. Ensuite nous décrivons la combinaison MIMO-OFDM. Les techniques basées sur l'association des modulations à porteuses multiples et de MIMO sont aujourd'hui, reconnues comme des solutions à fort potentiel pour les futurs systèmes de radiocommunication. La combinaison MIMO-OFDM permet d'allier les avantages des deux méthodes.

III. 2 La modulation OFDM

La modulation **OFDM** (**O**rtogonal **F**requency **D**ivision **M**ultiplexing) est un type particulier de transmissions multi-porteuses dont l'originalité est de multiplexer l'information sur des sous-porteuses orthogonales. Dans l'hypothèse où les bandes passantes de ces sous-porteuses sont suffisamment étroites, les distorsions induites par un canal sélectif en fréquence sont alors limitées à une simple atténuation sur chacune d'elles. Cette caractéristique représente un avantage certain pour cette modulation face à une transmission à porteuse unique, du fait de la simplicité du Système d'égalisation nécessaire en réception. En outre, la condition d'orthogonalité des sous-porteuses permet leur recouvrement réciproque sans interférence de

l'une sur l'autre et accorde donc une haute efficacité spectrale au système. Enfin, les interférences entre sous-porteuses et les interférences entre trames induites par le canal étant fortement limitées, l'OFDM est une modulation particulièrement appréciée pour les transmissions sans-fil à hauts-débits.

On comprend alors facilement l'engouement pour cette technique depuis les années 90 ; bien qu'historiquement, le concept existe depuis 1960.

III. 3 Historique

Depuis leur apparition, les communications OFDM et plus largement les systèmes multi porteuses, connaissent un développement rapide dû au vif intérêt qui leur est porté, aussi bien par la communauté scientifique que par les industriels.

L'idée d'utiliser des porteuses fréquentielles avec recouvrement **FDM** (**F**requency **D**ivision **M**ultiplexing) robustes aux canaux sélectifs et permettant une égalisation peu complexe a vu le jour dans les années 1960 [38]. La difficulté majeure d'implantation de la modulation réside alors dans la nécessité de disposer d'une banque d'oscillateurs sinusoïdaux en émission pour générer les sous-porteuses et autant de démodulateurs cohérents en réception. Cette difficulté rend alors impossible l'exploitation des communications multi-porteuses et les transmissions OFDM ne suscitent alors qu'un intérêt académique. En 1971, Weinstein et Ebert [39] proposent l'utilisation de la transformée de Fourier discrète afin de générer la modulation et la démodulation des signaux multi-porteuses. Cette avancée est alors déterminante pour les communications OFDM puisque les avancées dans le domaine du traitement des signaux numériques éliminent peu à peu les contraintes matérielles liées à la modulation. L'implantation totalement numérique de la transformée de Fourier voit alors la démocratisation des communications OFDM.

A partir des années 90, les transmissions OFDM s'imposent graduellement dans un grand nombre de normes de communication.

III. 4 Principe de la modulation OFDM

Les modulations multi-porteuses comme l'OFDM consistent à répartir les symboles sur un grand nombre de porteuses à bas débit, à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible.

Pour répartir les données à transmettre sur les N porteuses, les symboles \mathbf{c}_k sont groupés par paquets de N . Les symboles \mathbf{c}_k ($\mathbf{c}_k = \mathbf{a}_k + j\mathbf{b}_k$) sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par des constellations souvent de type MAQ à 4, 16, 64, 2^n états.

La séquence de N symboles c_0, c_1, \dots, c_{N-1} constitue un symbole OFDM. Le $k^{\text{ième}}$ symbole module un signal de fréquence f_k . Le signal résultant s'écrit sous forme complexe :

$$P_n(t) = c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (3.1)$$

L'enveloppe complexe du signal $s(t) = s_I(t) + js_Q(t)$ correspondant à l'ensemble des N symboles réassemblés en un symbole OFDM (figure III.1) :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t}, \quad t \in [0, T]. \quad (3.2)$$

Où T est la durée du symbole OFDM.

Les fréquences sont dites orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes f_k et f_{k+1} est $1/T$. Cette orthogonalité se justifie mathématiquement en considérant le produit scalaire usuel dans l'espace vectoriel défini par la base des exponentielles complexes. En effet, chaque porteuse modulant un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée T , son spectre en fréquence est un sinus cardinal, fonction qui s'annule tous les multiples de $1/T$ (figure III.2). Dans ce cas,

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (3.3)$$

Où f_0 représente la première fréquence de la bande du signal. Ainsi, lorsque l'échantillonnage est effectué précisément à la fréquence f_k d'une sous-porteuse, il n'y a aucune interférence avec les autres sous-porteuses. C'est ce qui permet de recouvrir les spectres des différentes porteuses et d'obtenir ainsi une occupation optimale du spectre.

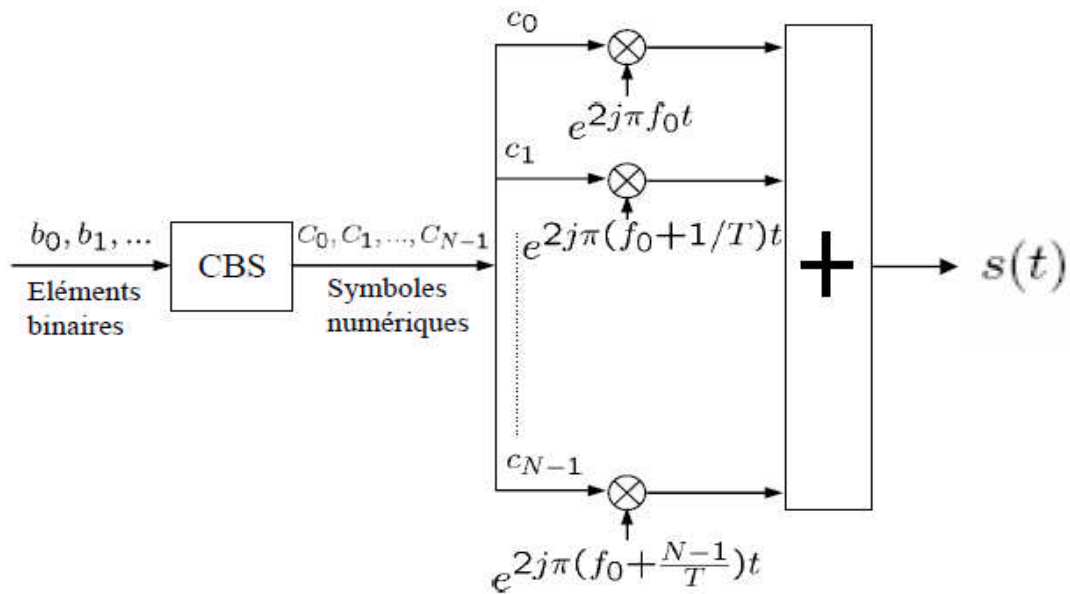


Figure III.1: Schéma de principe du modulateur OFDM

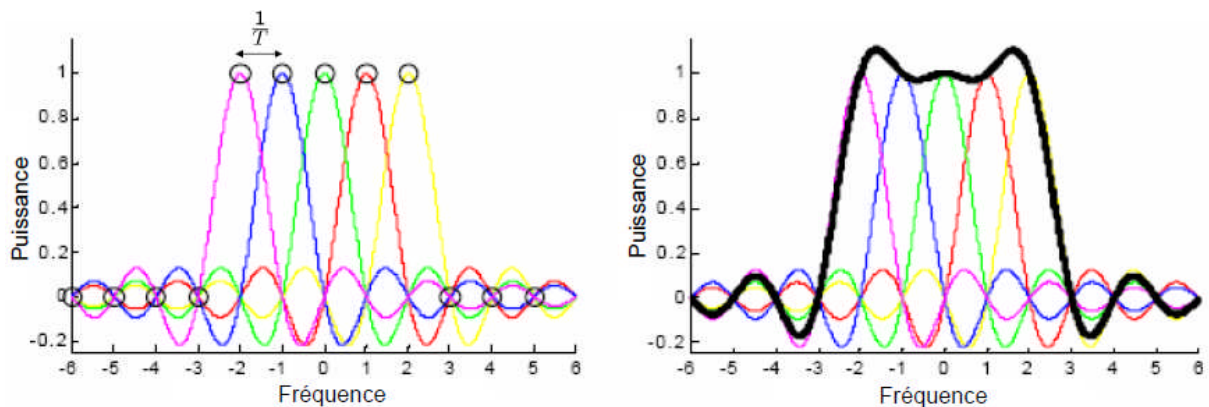


Figure. III.2 : Allure de l'ensemble des spectres des porteuses d'un symbole OFDM

III. 5 Réalisation numérique des opérations de modulation et de démodulation

Dans les communications à haut débit, les débits sont limités par des contraintes physiques : le bruit dû aux imperfections des systèmes et la nature physique des composants affectent la transmission du signal émis. On réduit dans ce cas les erreurs de transmission en numérisant les informations. De plus l'implantation numérique offre aussi l'opportunité d'ajouter des codes correcteurs d'erreurs afin de protéger le signal des perturbations engendrées par le canal de transmission.

Cependant, la réalisation pratique de la modulation OFDM de façon directe (avec des oscillateurs et des mélangeurs) implique un circuit d'une complexité prohibitive. Heureusement, il est possible de réaliser respectivement le modulateur et le démodulateur par les Transformées de Fourier Discrète Inverse (IDFT et DFT, via l'algorithme de l'IFFT et FFT, si N est une puissance de 2).

la génération d'une trame OFDM à N sous-porteuses, en bande de base dans le domaine complexe et en temps discret par échantillonnage à un taux de Nyquist tel que $K = N$, est la stricte application de la transformée de Fourier discrète inverse (TFDI) à un coefficient $1/N$ près sur les symboles issus d'une modulation numérique complexe utilisée pour encoder l'information binaire.

Dans la suite de ce manuscrit nous poserons $X = \{X_0, X_1, \dots, X_{N-1}\}$ comme les N sous-porteuses modulées constituantes du signal OFDM dans le domaine fréquentiel.

Définition - Un signal OFDM en bande de base complexe est obtenu par application d'une transformée de Fourier discrète inverse sur N échantillons :

$$x = F_N^{-1}\{X\} \quad (3.4)$$

$$x_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{2j\pi \frac{kn}{N}}, \quad 0 \leq k < N \quad (3.5)$$

La démodulation d'un signal OFDM est donc l'opération duale utilisant la transformée de Fourier discrète (TFD) telle que :

$$X = F_N\{x\} \quad (3.6)$$

$$X_n = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-2j\pi \frac{kn}{N}}, \quad 0 \leq n < N \quad (3.7)$$

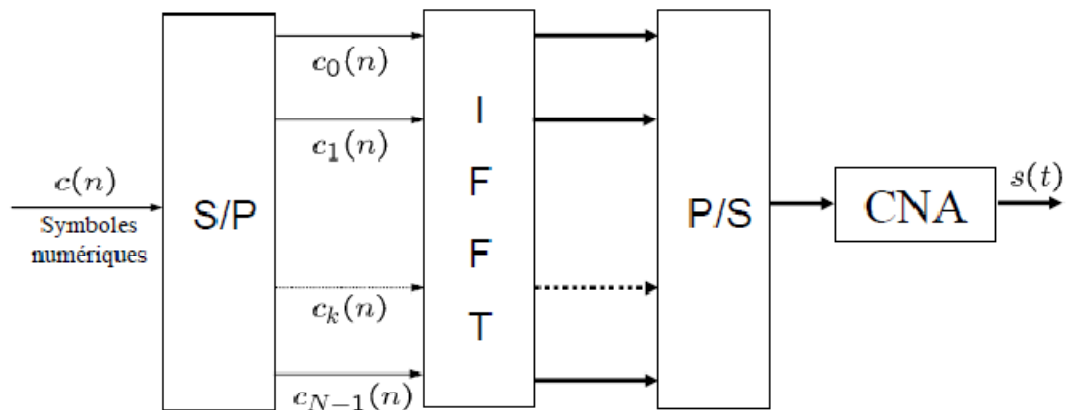


Figure III.3 : Modulateur OFDM numérique

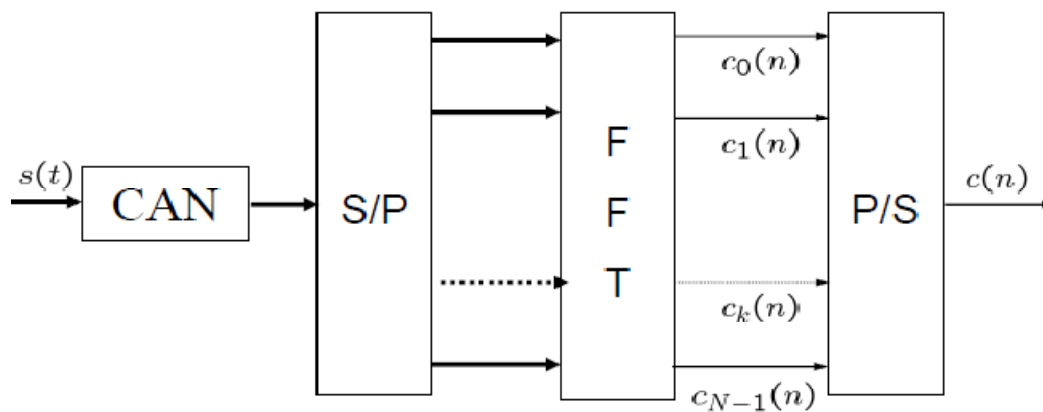


Figure III.4 : Démodulateur OFDM numérique

III. 6 Propriété d'orthogonalité

La propriété d'orthogonalité est fondamentale en OFDM puisqu'elle permet de conjuguer une grande efficacité spectrale avec une lutte efficace contre les interférences entre les sous-porteuses d'une trame. En effet, l'orthogonalité des sous porteuses leur autorise un recouvrement réciproque partiel. L'OFDM utilise cette propriété dans le domaine fréquentiel en diffusant des informations indépendantes sur chacune d'elles. Durant la transmission d'une trame sur un quelconque canal de propagation, et à plus forte raison lors de communications

sans-fil, il convient de protéger cette orthogonalité, condition essentielle au maintien des bonnes performances du système.

III. 6.1 Notion mathématique

Définition:

- On considère que des signaux sont orthogonaux les uns des autres s'ils sont mutuellement indépendants. Mathématiquement, cette condition est établie pour deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ si :

$$\int_0^T a^*(t)b(t)dt = 0 \quad (3.8)$$

Les fonctions $a(t)$ et $b(t)$ sont alors orthogonales sur l'intervalle d'intégration $[0 T]$.

III. 6.2 Orthogonalité des sous-porteuses en OFDM

En considérant la formalisation mathématique d'une trame OFDM en temps continu et en bande de base complexe, équation (3.1), il vient alors de l'équation (3.8) :

$$\begin{aligned} \int_0^T p_{n1}^*(t)p_{n2}(t)dt &= \int_0^T (e^{-2j\pi f_{n1}t})(e^{2j\pi f_{n2}t})dt \\ &= \int_0^T e^{2j\pi \frac{(n2-n1)}{T}t}dt \end{aligned} \quad (3.9)$$

L'équation (3.9) est donnée pour deux sous porteuses $n1$ et $n2$ de fréquence $f_{n1} = n1/T$ et $f_{n2} = n2/T$ et en considérant les symboles complexes $C_1=C_2=1$.on obtient ainsi que:

$$\int_0^T e^{2j\pi \frac{(n2-n1)}{T}t}dt = \begin{cases} 1 & \text{si } n1 = n2 \\ 0 & \text{si } n1 \neq n2 \end{cases} \quad (3.10)$$

L'équation (3.10) démontre que l'ensemble des N sous-porteuses d'une trame OFDM sont orthogonales. D'un point de vue spectral, ce résultat est d'autant plus intéressant que le spectre en fréquence de chaque porteuse est centré sur la fréquence $fn = n/T$. Ainsi, leur recouvrement

partiel est autorisé à la condition que la somme des spectres à chaque fréquence fn soit uniquement dépendante d'une sous-porteuse.

Chaque sous-porteuse sinusoïdale possède une réponse fréquentielle en sinus cardinal, due à leur fenêtrage temporel par une fonction porte de durée T . Comme le montre la figure III.5, la réponse en sinus cardinal possède un lobe central de grande amplitude et de largeur $1/T$ ainsi que de multiples lobes secondaires dont l'amplitude décroît avec l'éloignement à la fréquence centrale fn . La propriété d'orthogonalité fait correspondre, à chaque fréquence centrale d'un lobe principal d'une sous-porteuse, une amplitude nulle pour les autres. Lors de la détection des signaux, et à condition que la synchronisation soit pleinement assurée, la décision se situe donc au sommet de ces lobes principaux. Les zones de recouvrement aux fréquences adjacentes n'étant pas considérées par le récepteur, l'efficacité spectrale de la modulation peut être ainsi maximisée en minimisant l'espace entre les sous-porteuses ce qui réduit, de fait, l'occupation de l'information sur la bande du signal.

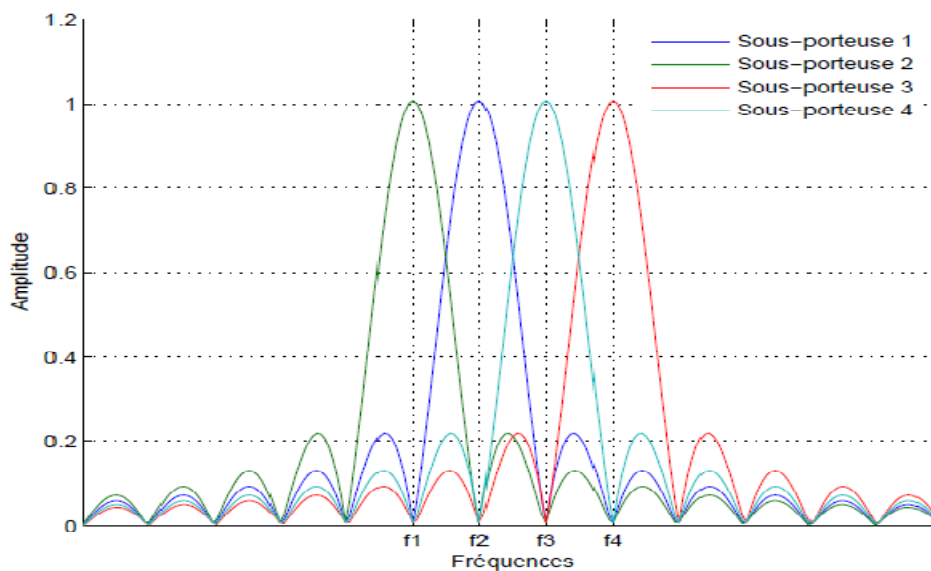


Figure III.5: Spectre en fréquence d'une trame OFDM : représentation des sous-porteuses constituantes, $N = 4$, $T = 1$ s.

III.7 Interférences entre porteuses et symboles

La figure III.6 illustre les interférences liées aux trajets multiples provoquant des échos à la réception. Pour l'exemple, deux trajets sont considérés, un principal et un retardé. La réception de la trame i pendant le temps d'intégration T est la somme des différents signaux issus des différents trajets.

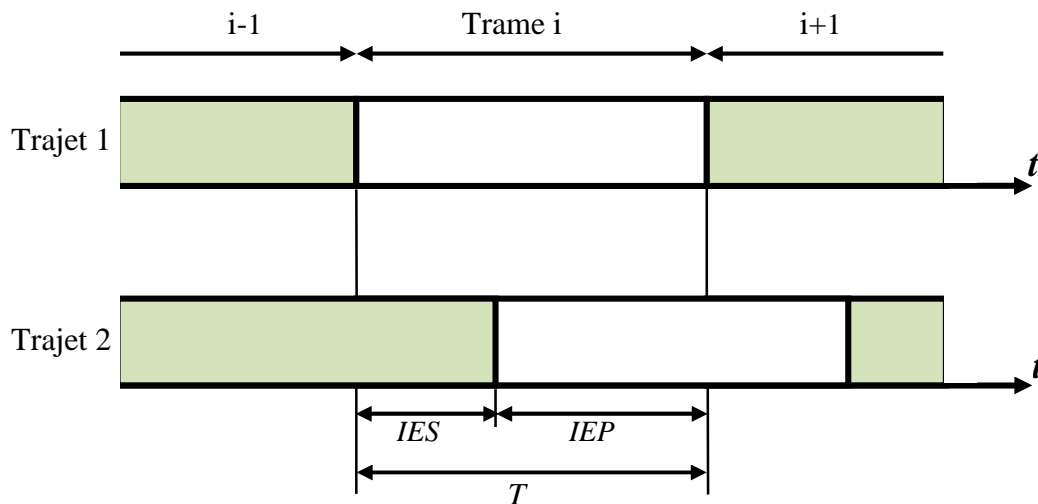


Figure III.6: Propagation des trames OFDM sans intervalle de garde : retards, trajets multiples et interférences

Deux observations peuvent être faites ici :

- 1. Le débordement de la trame retardée $i-1$ sur la période d'intégration du signal issu du trajet principal est une interférence entre symboles qui provoque des distorsions sur les premiers échantillons du signal d'intérêt et dont l'effet est la perte d'orthogonalité des sous-porteuses. La conséquence directe est une réduction importante de la performance de la transmission.
- 2. Aussi, l'influence de l'écho de la trame i sur elle-même induit une interférence entre porteuses. Selon la phase des échantillons, il en résulte des ajouts constructifs ou destructifs sur le signal véhiculé par le trajet principal.

Les IES et IEP entretiennent une relation étroite. Du fait de la dispersion en temps des canaux de communication, il est évident que la condition d'orthogonalité est largement menacée. Afin de s'assurer de sa préservation, il convient d'utiliser un intervalle de garde en temps afin d'assurer que les avances ou retards de trames adjacentes n'influent pas en réception.

III.8 Intervalle de garde

L'intervalle de garde est inséré à chaque début de trame, prolongeant la durée d'un symbole OFDM à $T_s = T + T_g$. La période d'intégration reste néanmoins la même puisque l'intervalle est supprimé à la réception. En choisissant un intervalle de garde au moins aussi long que le retard maximum induit par le canal de communication [40], comme montré à la figure III.7, les trames adjacentes à i n'interfèrent plus pendant la période d'intégration T du symbole. Les IES sont alors évitées et toutes les composantes du signal sur T sont issues de la même trame en fonction des échos. L'intervalle de garde est donc élément essentiel des communications OFDM pour s'affranchir des IES.

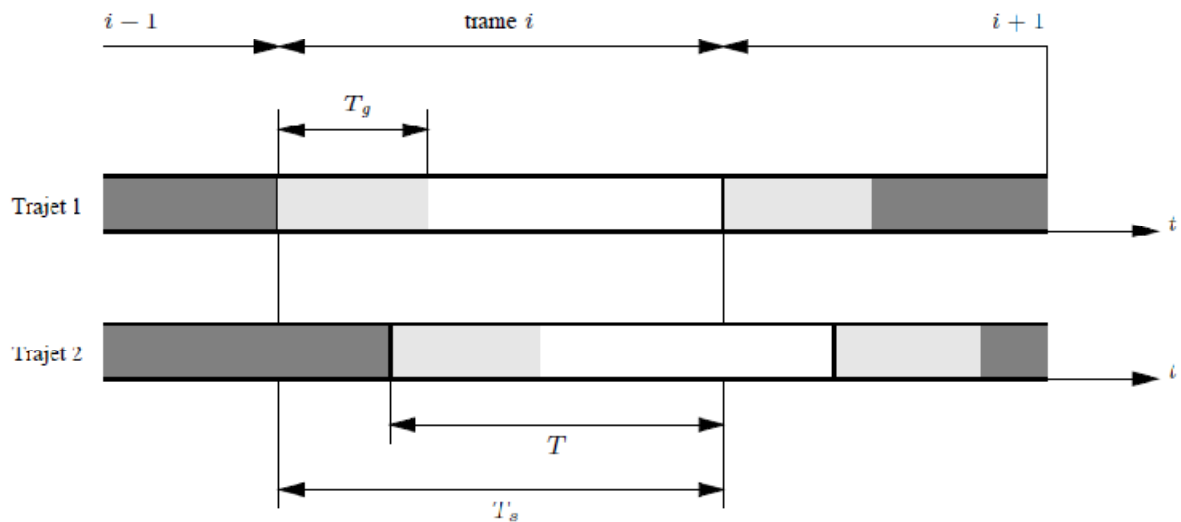


Figure III.7: Insertion d'un intervalle de garde en temps en OFDM.

La figure suivante montre une chaîne de transmission à base d'une modulation OFDM:

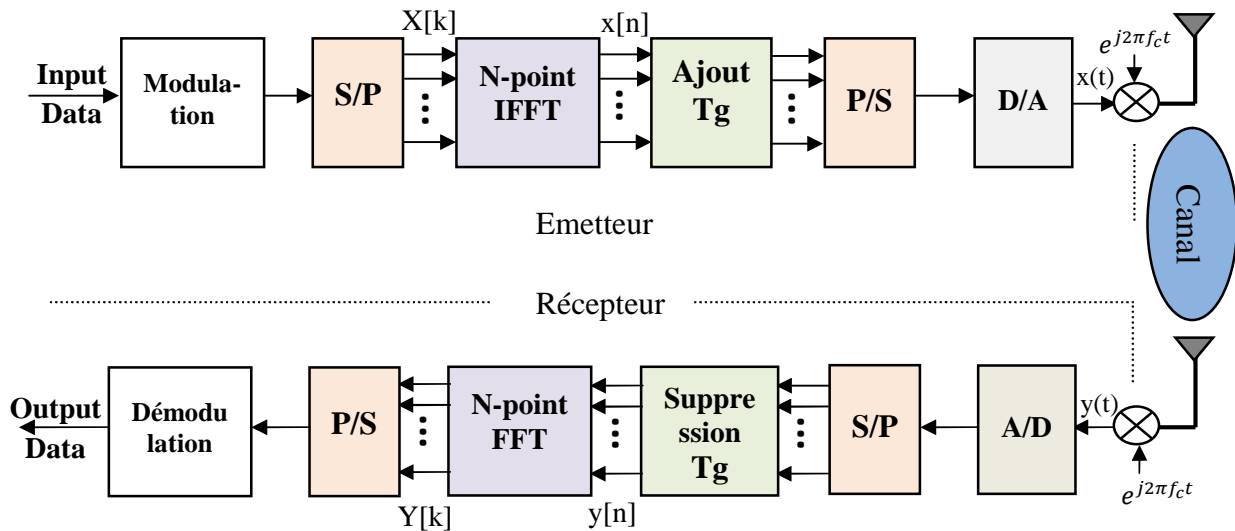


Figure III.8: Schéma Bloc d'un système OFDM [21]

III.9 Avantages et inconvénients de l'OFDM

Contrairement aux transmissions mono porteuses, un des grands avantages de la modulation OFDM consiste en la simplicité de l'égalisation des distorsions. Ceci permet d'avoir des récepteurs simples et peu coûteux.

Les principaux avantages et inconvénients de la modulation l'OFDM sont nombreux, on peut en citer:

- ✓ Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel. Ceci est principalement dû au fait que dans l'OFDM, les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.
- ✓ Les techniques multi porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque sous porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses. contrairement aux modulations mono porteuses, où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles.

- ✓ Les techniques OFDM ont une très grande flexibilité dans l'allocation du débit dans un contexte multi utilisateurs. En effet, en fonction de la valeur du gain instantané du canal, chaque sous porteuse peut être codée indépendamment des autres porteuses.
- ✓ Plus les perturbations s'amplifient, plus la technologie perd de son intérêt car il faut alors mettre en place des méthodes de filtrages ou de codages qui réduisent grandement les débits.
- ✓ L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence (Frequency offset) et de synchronisation [41]. En effet, la fréquence offset engendre des interférences ICI qui peuvent détruire l'orthogonalité entre sous porteuses.

III.10 Association MIMO-OFDM

L'association des deux systèmes MIMO et OFDM permet d'améliorer les performances d'un système de communication sans fil. Afin de réaliser cette combinaison, on applique l'OFDM sur plusieurs antennes qui transmettent les informations en parallèle [42].

III.11 Principe de l'association MIMO et OFDM

Comme nous venons de le voir, une des techniques les plus efficaces pour améliorer l'efficacité spectrale d'une communication radio est l'utilisation d'antennes multiples à l'émission et à la réception. Dans ce qui suit, 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 alignées et uniformément espacées. La distance relative entre deux antennes adjacentes est donnée par : $\Delta = \frac{d}{\lambda}$, où d est l'espace séparant deux antennes et λ la longueur d'onde. La figure 3.9 présente le schéma de la chaîne de transmission pour un système MIMO-OFDM.

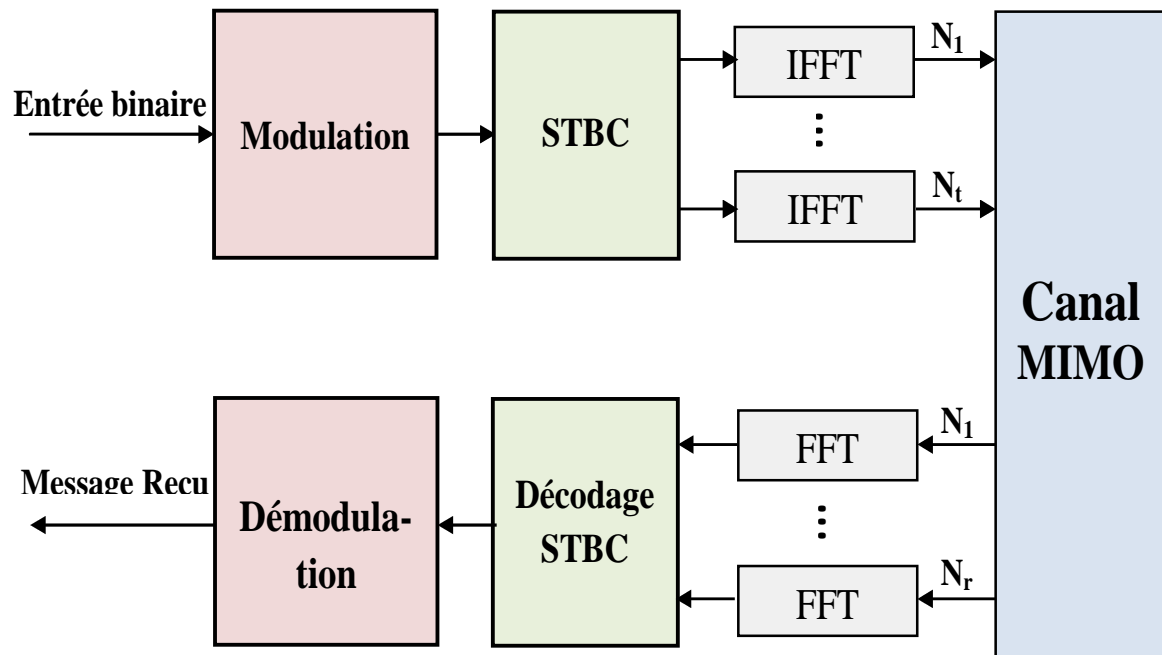


Figure III.9 : Principe d'un système MIMO-OFDM

Dans ce qui suit, nous décrivons le parcours suivi par le message comme il est illustré dans la figure III.9 :

1. la séquence binaire passe à travers un modulateur numérique. Ce dernier associe à chaque séquence de m bits un symbole complexe selon une constellation de taille 2^m .
2. les symboles complexes sont par la suite répartis afin qu'ils soient transmis sur les N_t antennes de transmission. Comme le système MIMO étudié considère la modulation OFDM, nous disposons à l'entrée du canal de $N \times N_t$ échantillons à émettre, où N représente le nombre de sous-porteuses pour le signal OFDM. Ainsi l'utilisation d'un modulateur espace-temps s'avère être une solution efficace afin de profiter des ressources en espace, temps et fréquence présentes,
3. les symboles passent ensuite à travers le modulateur OFDM avant d'être filtrés par le filtre de mise en forme,
4. le signal analogique résultant est transmis à travers le canal radio, où il se trouve affecté par le milieu de propagation,

5. à la réception, le récepteur à antennes multiples est constitué d'un filtre adapté au filtre limiteur de bande utilisé à l'émission, du démodulateur OFDM, du décodeur espace temps, du démodulateur numérique.

III.12. Description signal MIMO-OFDM

Un système MIMO-OFDM dépend du schéma d'Alamouti STBC [28] à N sous-porteuses, N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception.

Si nous exprimons le vecteur de données pour le i -ème antenne d'émission avant la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) comme X_i , alors le vecteur x_i transmis peut être notée [43]

:

$$x_i = \text{IFFT}(X_i) \quad (3.11)$$

Ainsi, le vecteur de données x_i est donnée par:

$$x_i = [x_i(0), x_i(1), \dots, x_i(N-1)]^T \quad (3.12)$$

Dans le domaine temporel discret, un signal MIMO-OFDM $x_i(n)$ de N sous-porteuses s'écrit comme suit:

$$x_i(n) = (1/\sqrt{N}) \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad 0 \leq n \leq N-1, 1 \leq i \leq N_t \quad (3.13)$$

Pour illustrer l'intérêt de l'association des systèmes MIMO avec la modulation OFDM, nous allons comparer les performances en terme de BER (Taux d'Erreur Binaire) des deux systèmes. Pour avoir une bonne comparaison, il faut mettre les deux systèmes dans les mêmes conditions, c'est à dire avec la même puissance émise, la même bande passante et le même débit. Pour obtenir le même débit il faut augmenter le nombre de bits par symbole pour l'OFDM. Sur la figure III.10. Les performances du MIMO-OFDM sont nettement meilleures, illustrant pour cet exemple la nette amélioration des performances du système MIMO OFDM par apport au système SISO OFDM.

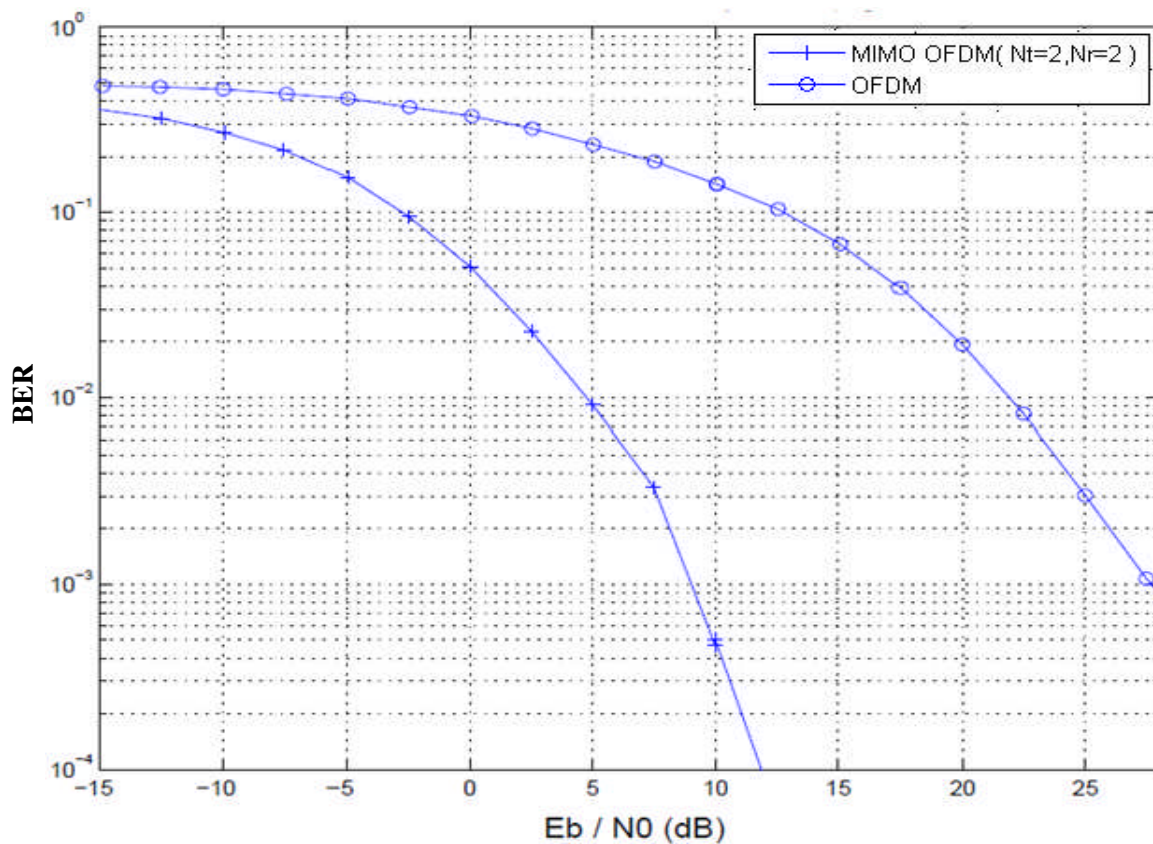


Figure III.10: Comparaison performances système MIMO-OFDM et SISO-OFDM

III. 12 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la combinaison du système multi-Antennaire MIMO avec la modulation multi-porteuses. Après avoir détaillé le principe de l'OFDM une description de la combinaison MIMO-OFDM a été faite.

Les techniques basées sur l'association des modulations à porteuses multiples et de MIMO sont aujourd'hui, reconnues comme des solutions à fort potentiel pour les futurs systèmes de radiocommunication .En combinant ces deux méthodes d'une façon ou d'une autre, on pourrait alors bénéficier des avantages de chacune d'elles.

IV .1 Introduction

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, les qualités de l'OFDM lui ont permis de rapidement s'imposer comme modulation pour de nombreuses normes en Télécommunication. En effet, et contrairement aux systèmes à porteuse unique, l'OFDM est composée à partir d'une somme de signaux modulés qui sont susceptibles, si sommés en cohérence, de provoquer de forts niveaux d'amplitude. En sortie de la transformée de Fourier, l'enveloppe du signal montre alors une dynamique qui peut compromettre la linéarité de son amplification. Afin de quantifier cet effet, on étudie le niveau de PAPR (**Peak-to-Average Power Ratio**) du signal OFDM, soit le rapport du pic le plus haut de son enveloppe au niveau moyen du signal. L'évolution de cette variable a été intensément étudiée et caractérisée dans la littérature puisqu'elle est directement liée à la qualité de la communication.

La réduction du PAPR dans les systèmes OFDM, voire MIMO-OFDM est alors un problème qui concentre un intérêt très vif de la part de la communauté scientifique. De nombreuses méthodes ont été proposées afin de limiter au mieux la dynamique des signaux avant leur amplification et l'émetteur procède à des manipulations sur le signal avant sa transposition sur la bande d'émission [44].

Le problème adressé dans cette recherche est la réduction du rapport puissance crête sur puissance moyenne dans un contexte MIMO-OFDM. Malheureusement, un des inconvénients de l'OFDM est le fort PAPR du signal qui oblige à prendre un recul important pour ne pas saturer l'amplificateur d'émission et réduit alors l'efficacité de puissance.

Nous définirons d'abord les notions relatives au problème de PAPR et par la suite, nous décrirons une des méthodes attractive pour la réduction de ce dernier c'est la méthode PTS (partial transmit sequence), cette méthode est connue par sa grande performance en matière de réduction du PAPR mais aussi par sa complexité, à cet effet plusieurs approches ont été proposées pour réduire cette complexité parmi elles nous avons présenté la Coopérative et Alternative PTS (C-A-PTS). Afin de contribuer à ce sujet de recherche du PAPR, nous avons proposé un nouvel algorithme qui prend en charge la réduction du PAPR du signal MIMO-OFDM.

IV. 2 Le PAPR des systèmes OFDM

Le paramètre PAPR nous donne une idée sur le comportement du signal, plus précisément sur les pics d'amplitude et donc de puissance. Cette dernière a une influence

directe sur l'amplificateur de puissance (AP). Si nous considérons une fenêtre d'observation T du signal $s(t)$, le PAPR représente le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal $s(t)$ sur l'intervalle T .

Dans la littérature nous retrouvons différentes définitions du PAPR. L'expression du PAPR classique est donnée par [45]:

$$\text{PAPR}(S(t)) = \frac{P_{\max}}{P_{\text{moy}}} = \frac{\max(|S(t)|^2)_{0 \leq t \leq T}}{\frac{1}{T} \int_0^T |S(t)|^2 dt} \quad (4.1)$$

À chaque fois qu'on aura un pic du signal, l'AP doit consommer plus d'énergie pour le transmettre. Or il est nécessaire d'optimiser la consommation d'énergie surtout dans les transmissions sans fil.

La figure IV.1 illustre le signal OFDM dans le domaine temporel. Nous voyons très clair qu'une des caractéristiques principale du signal OFDM est l'existence des Pics très élevés ce qui augmente considérablement le PAPR, c'est l'inconvénient majeur des signaux OFDM.

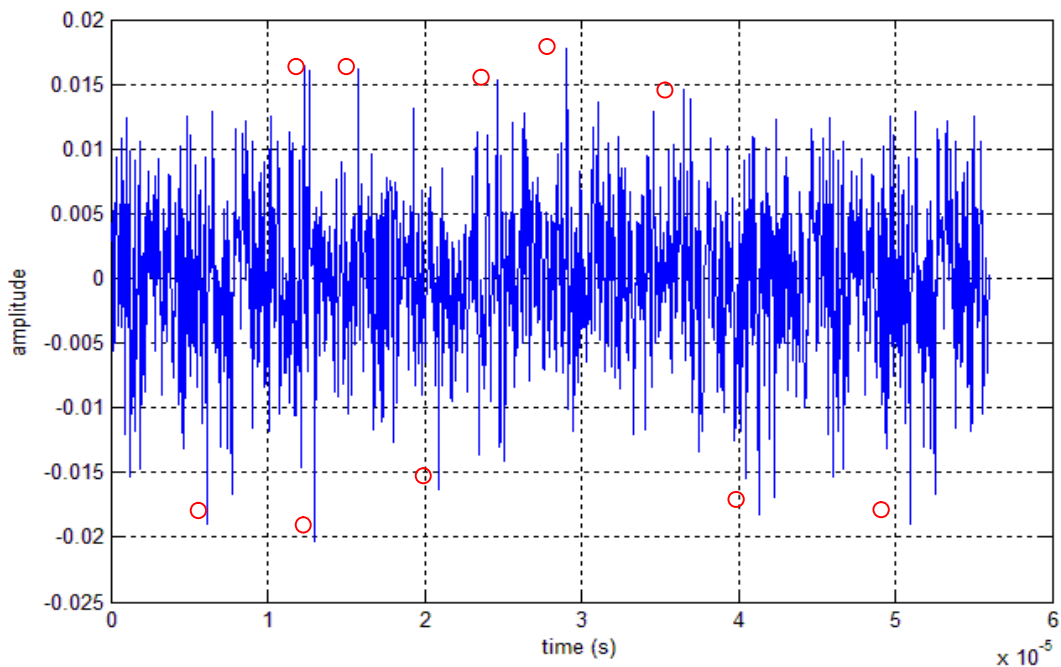


Figure IV.1: Signal OFDM dans le domaine temporel

IV .3 Approximation de la distribution

La distribution du PAPR apporte des informations probabilistes sur le système OFDM. Elle est très souvent modélisée par une fonction de répartition complémentaire ou Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF). De nombreux travaux ont eu lieu sur le sujet [46] [47] [48] et proposent des approximations de la distribution du PAPR basées sur différentes théories et hypothèses.

Sa connaissance est essentielle pour l'application de techniques de réduction en amont des blocs non-linéaires de la chaîne de transmission. Sa modélisation grâce à une fonction de répartition complémentaire permet d'évaluer les performances des techniques de réduction du PAPR par l'évaluation de la probabilité que le PAPR dépasse un seuil $PAPR_0$ donné : $\text{Prob}(PAPR > PAPR_0)$.

De nombreux travaux ont permis de déterminer soit de façon empirique ou soit de façon analytique la fonction de répartition du PAPR. **Van Nee** montre dans [49] que la CCDF du PAPR de $x = [x_0, \dots, x_{N-1}]$ peut être donnée par la relation suivante :

$$\Pr[PAPR\{x\} > \gamma] \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^N \quad (4.2)$$

La figure IV.2 permet d'apprécier la probabilité d'apparition de forts niveaux de PAPR d'un signal OFDM à temps discret et en bande de base sachant le nombre de sous-porteuses constituantes. L'équation (4.2) théorique est confrontée aux résultats obtenus par simulation afin de confirmer sa bonne interprétation du phénomène. Comme le laisse présager le résultat théorique, la probabilité de forts niveaux de PAPR augmente rapidement avec le nombre de sous-porteuses utilisées. Plus le nombre de sous-porteuses est élevé et plus le PAPR est élevé. Dans notre simulation le nombre des sous-porteuses se varie entre 64, 256 et 1024, on voit clairement que le PAPR augmente avec l'augmentation des sous-porteuses. Comme il est montré dans la figure suivante, pour 64 sous-porteuses le PAPR est de 9,3 dB, pour les 256 il est de 10 dB et enfin pour 1024 sous-porteuses on aura un PAPR de 10,6 dB.

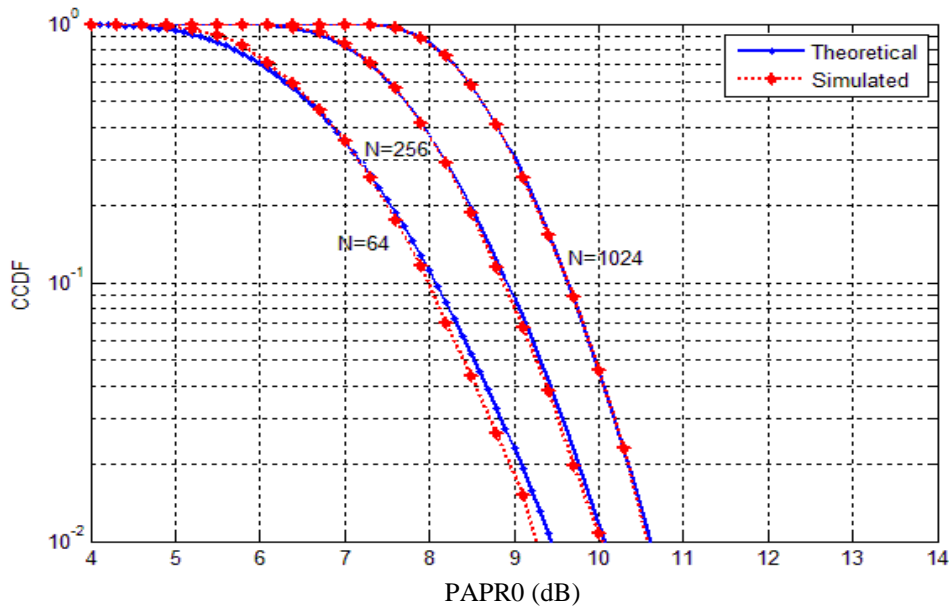


Figure IV.2: CCDF de signaux OFDM avec différents nombres de sous-porteuses (N)

IV.3. 1 Cas du PAPR des signaux OFDM sur-échantillonné

La définition apportée par l'équation (4.2) est très largement considérée dans la littérature pour un signal OFDM discret à temps de Nyquist. Cependant, pour des signaux sur-échantillonnés, cette définition n'est plus valide et de nombreux travaux offrent une approximation plus fidèle de l'évolution du PAPR [50]. Une approximation très empirique du niveau de PAPR est obtenue d'après van Nee *et al.* dans [51] par :

$$\Pr[\text{PAPR}\{x\} > \gamma] \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^{\alpha N} \quad (4.3)$$

Où $\alpha = 2.8$ est une constante obtenue par simulation.

La figure IV.3 montre la limitation de l'équation (4.3) pour modéliser la probabilité d'apparition de forts niveaux de PAPR pour des signaux OFDM sur-échantillonnés. On remarque que pour des valeurs de facteurs de sur-échantillonnage $L > 4$, la probabilité de dépassement de PAPR ne présente plus d'évolution significative, On constate clairement que les courbes n'évoluent plus. Nous utiliserons donc un sur-échantillonnage de $L = 4$ pour approximer des signaux OFDM.

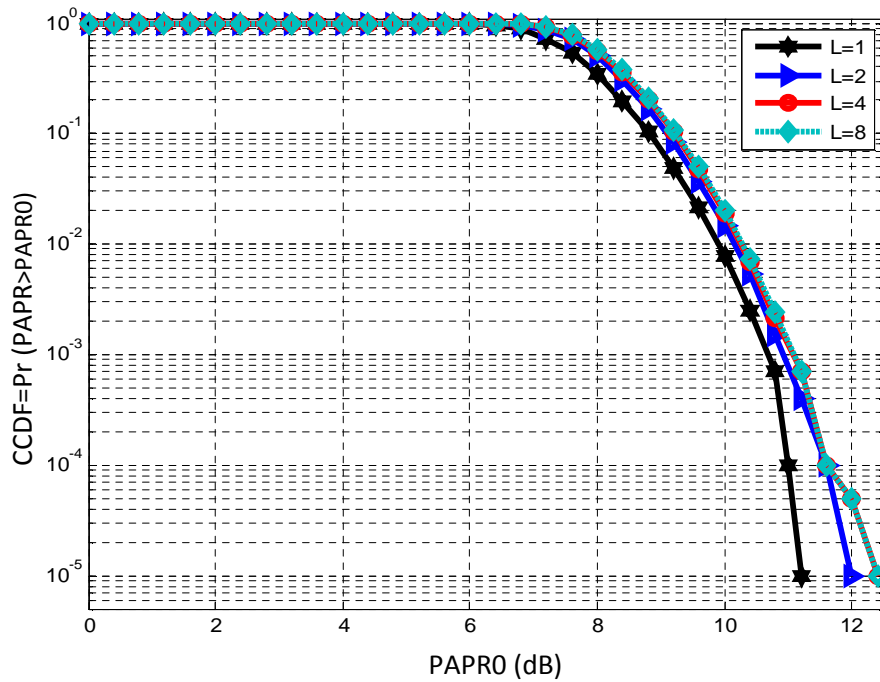


Figure IV. 3: Fonction de répartition complémentaire du PAPR d'un signal OFDM à $N=256$ porteuses pour différentes valeurs de facteurs de sur-échantillonnage.

En outre, un signal numérique sur-échantillonné représente au mieux le signal analogique. Le sur-échantillonnage peut donc démasquer d'éventuels pics d'amplitude autrement perdus (figure. IV.4). Il est donc important de sur-échantillonner le signal dont on veut calculer le « PAPR » pour ne pas perdre d'éventuels pics.

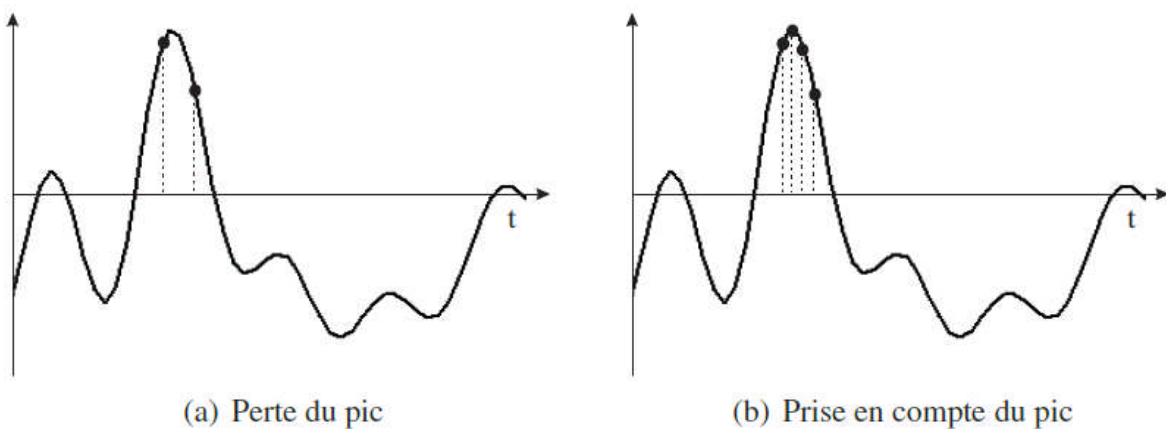


Figure IV.4: Effet du sur-échantillonnage

IV .4 Techniques de réduction du PAPR

Dans la littérature, le problème de la réduction du PAPR de signaux multi-porteuses a été longuement étudié et de nombreux travaux à ce sujet sont disponibles exploitant des techniques variées comme l'écrêtage [52], la réservation de porteuses [53], les transformées non-linéaires [54] ou le codage [55]. SLM [56] et PTS partial transmit sequence [57].

Parmi l'ensemble de ces techniques disponibles, le choix s'est porté sur la technique PTS " Partial Transmit Sequence ", cette méthode appartient au groupe des techniques probabilistes qui sont des méthodes ou techniques de réduction du PAPR à représentations multiples du signal (répartition du signal en plusieurs sous-blocs), parmi lesquels les plus connus sont la PTS et SLM "Select Mapping".

Une comparaison entre ces deux dernières méthodes montre que la PTS est plus robuste et plus performante par rapport au SLM. La figure suivante illustre que la méthode PTS donne des bons résultats concernant les performances de réduction du PAPR

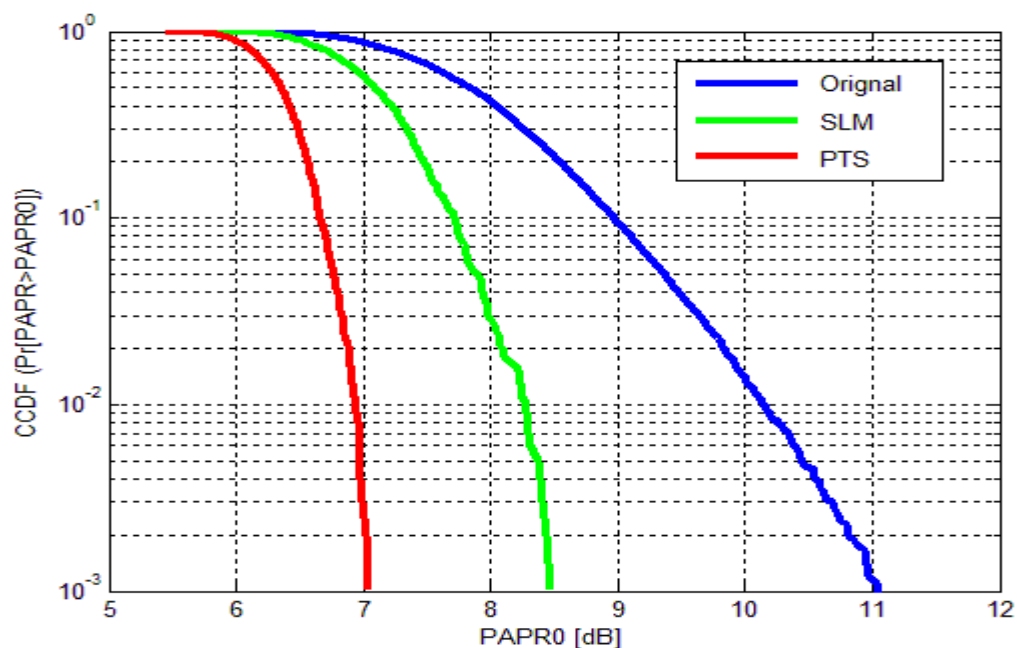


Figure IV .5: Comparaison PTS-SLM

IV. 5 Méthode de PTS (*Partial Transmit Sequences*)

IV.5.1 Introduction

La technique PTS : Partial Transmit Sequences a été proposée par Müller et Huber en 1997 [57], lors de cette méthode, le bloc d'entrée X à N sous-porteuses est partitionné en M sous-blocs disjoints X_m Où: $m= \{1, \dots, M\}$. Chacun est pondéré par un facteur de phase qui minimise le PAPR. Autrement, toutes les positions de sous-canaux dans X_m , qui sont déjà représentés dans un autre sous-bloc, doivent être mises à zéro (figure IV.8) de telle sorte que:

$$X = \sum_{m=1}^M X_m \quad (4.4)$$

La complexité augmente exponentiellement avec le nombre M de sous-blocs à envoyer et le nombre W de facteurs de phase ; la complexité peut donc devenir rapidement prohibitive. De plus, il est nécessaire de transmettre le facteur de phase de chaque bloc pour décoder c'est les informations latérales ou se qu'on appelle aussi Side Information (SI) ; cela entraîne donc une diminution du débit ainsi qu'une légère augmentation du BER grâce à la perte de ces informations.

IV.5.2 Description de la méthode

Dans la technique PTS, Le bloc de données d'entrée de N symboles est partitionné en sous-blocs disjoints .Les sous-porteuses dans chaque sous-bloc sont pondérées par un facteur de phase pour chaque sous-bloc. Les facteurs de phase sont sélectionnés de telle sorte que le PAPR du signal combiné est minimisée. L'émetteur doit envoyer au récepteur l'information concernant la combinaison utilisée pour réduire le PAPR. L'information transmise à propos du traitement représente simplement la combinaison des facteurs b_m qui minimise le PAPR. La figure IV.6 montre le schéma de principe de la technique PTS.

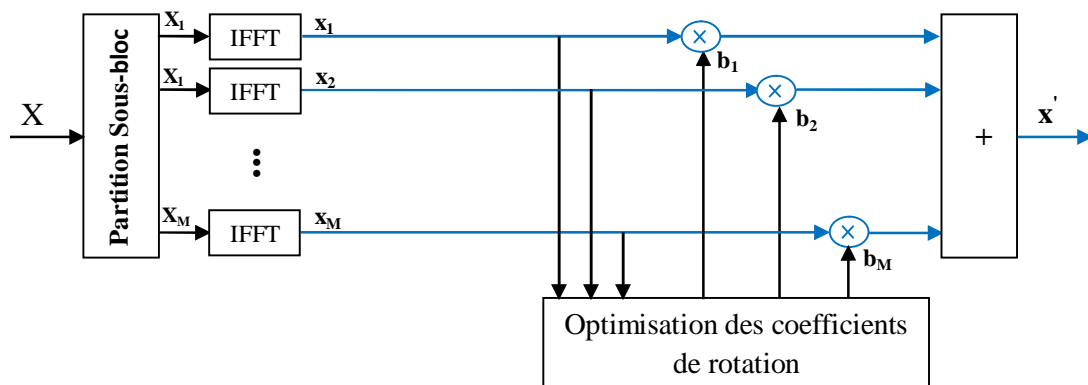


Figure IV.6: Schéma bloc de la méthode PTS

Dans la technique des PTS ordinaire, le bloc d'entrée de données X est partitionnée en M sous-blocs disjoints $X_m = [X_{m,0}, X_{m,1}, \dots, X_{m,N-1}]^T$, $m = 1, 2, \dots, M$ tels que $X = \sum_{m=1}^M X_m$, les sous-blocs sont combinés pour minimiser le PAPR dans le domaine temporel. Le signal sur-échantillonné L -fois de X_m dans le domaine temporel est notée :

$$x_m = [x_{m,0}, x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}]^T.$$

x_m tel que $m = 1, 2, \dots, M$, est obtenu en prenant un IDFT de longueur NL de X_m enchaîné avec $(L - 1)N$ zéros. On les appelle les séquences de transmission partielles. Des facteurs complexes de phase, $b_m = e^{j\varphi_m}$, $\varphi_m \in [0, 2\pi]$, $m = 1, 2, \dots, M$, sont introduits pour être combiner avec la PTS.

L'ensemble des facteurs de phase est désigné par un vecteur $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_M]^T$. Le signal dans le domaine temporel après la combinaison est donné par :

$$x'(b) = \sum_{m=1}^M b_m x_m \quad (4.5)$$

Où $x'(b)$ représentera la même information que le vecteur X_m si un ensemble $\{b_m, m = 1, \dots, M\}$ des facteurs de rotations serait connu par le récepteur du système OFDM. Par la suite, on applique une IFFT à chaque sous-bloc $x' = \text{IFFT}(X')$. Ainsi, les sous-blocs sont transformés par les M IFFTs:

$$x' = \text{IFFT}(X') = \text{IFFT} \left\{ \sum_{m=1}^M b_m X_m \right\} = \sum_{v=1}^M b_m \text{IFFT}(X_m) = \sum_{m=1}^M b_m X_m \quad (4.6)$$

L'objectif est de trouver l'ensemble de facteurs de phase qui minimise le PAPR. En général, la sélection des facteurs de phase est limitée à un ensemble d'un nombre fini d'éléments pour réduire la complexité de recherche. L'ensemble des facteurs de phase autorisés s'écrit:

$$P = e^{j2\pi L/W},$$

$\{L = 0, 1, \dots, W-1\}$, où W est le nombre de facteurs de phase autorisés.

En outre, nous pouvons mettre $\mathbf{b}_1 = \mathbf{1}$ sans aucune perte de performance. Donc, nous devrions effectuer une recherche exhaustive pour $(M - 1)$ facteurs de phase. Ainsi, $W^{(M-1)}$ ensembles de facteurs de phase sont recherchés pour trouver l'ensemble optimal des facteurs de phase.

La complexité de la recherche augmente de façon exponentielle avec le nombre de sous-blocs M . la PTS à besoin de M IDFT opérations pour chaque bloc de données, et le nombre requis de bits d'information latérales est: $\log_2 W^{M-1}$.

IV .5.3 Description des performances

Les performances de réduction du PAPR dépendent du nombre de sous-blocs M et du nombre de facteurs de phase permis W . plus le nombre de sous-blocs augmente plus la complexité augmente mais les performances du PAPR s'améliorent. Ainsi que, plus le nombre de facteurs de phase augmente, la complexité peut donc devenir rapidement prohibitive.

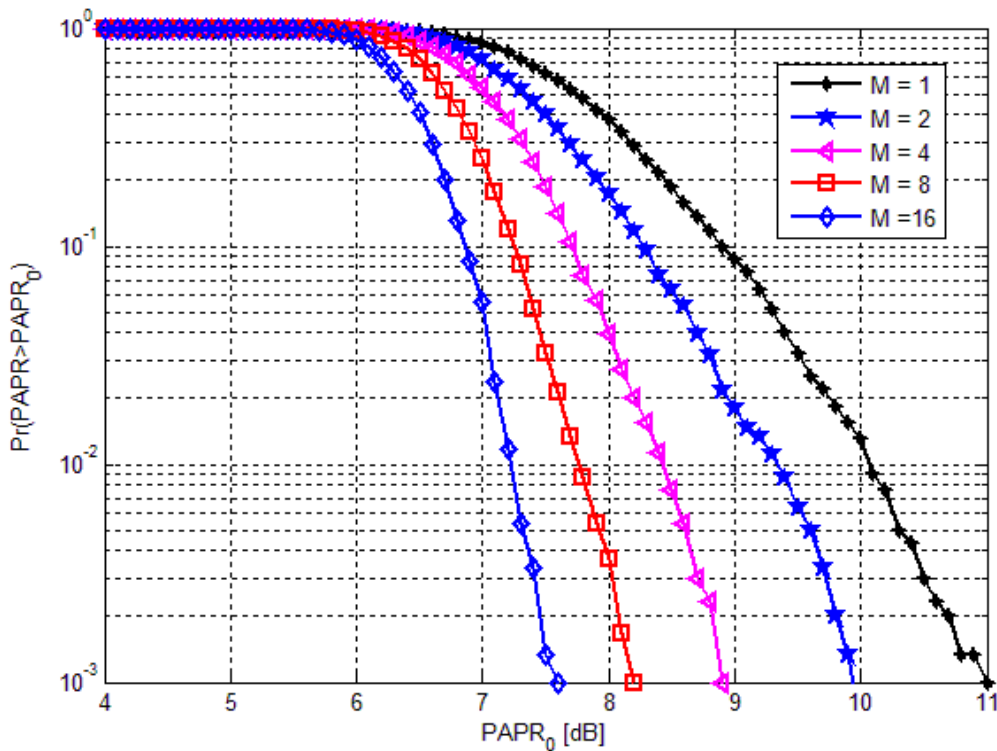


Figure IV.7: PTS avec différent nombre de sous-blocs

La figure (IV.7) illustre que les performances du PTS dépendent du nombre des sous blocs M , plus le nombre de sous blocs augmente plus la méthode devient plus performante. D'un autre côté,

Plus le nombre de sous-blocs est grand, plus le nombre de combinaisons est grand, ce qui signifie qu'on doit faire plus de multiplications et de comparaisons, résultant en plus de temps pour le traitement et plus de mémoire.

Le tableau suivant montre la complexité du système avec l'augmentation du nombre des sous bloc M en calculant les possibilités obtenues des séquences candidates à optimiser à la sortie du bloc PTS. Le calcul se fait par la formule $W^{(M-1)}$, si on prend $W = 4$ {nombre de facteur de phase $1, -1, j, -j$ } on trouve:

M	1	2	4	8	16
Nombre de Possibilités à optimisés	1	4	64	16384	1073741824

Tableau IV.1: Complexité de la PTS avec le nombre de sous-blocs

Un autre facteur qui peut affecter les performances de réduction du PAPR dans PTS est le partitionnement des sous-blocs, qui est la méthode de division des sous-porteuses en plusieurs sous-blocs disjoints.

Il existe trois types de schémas de partitionnement des sous-blocs : adjacent, entrelacé, et le partitionnement pseudo-aléatoire [58]

La technique PTS fonctionne avec un nombre arbitraire de sous-porteuses et tout type de modulation.

Les trois différentes répartitions des porteuses d'un signal OFDM dans des sous-blocs pour l'approche PTS sont présentées sur la Figures IV.8.

- ✓ Dans une **répartition adjacente** chaque sous-bloc a une structure régulière contenant approximativement D/M les porteuses actives et le reste de positions non-actives remplies par des zéros. Les sous blocs représentent les porteuses de telle sorte qu'une porteuse puisse être représentée seulement une fois dans un ensemble de sous-blocs. En l'occurrence D est le nombre des sous-porteuses et M est le nombre des sous-blocs.
- ✓ Une **répartition pseudo-aléatoire** n'a aucune structure régulière pour l'attribution des porteuses aux sous-blocs contrairement à une **répartition entrelacée** qui signifie que

chaque sous-bloc suit une structure régulière avec une porteuse active suivie par des $M-1$ zéros. Les autres sous blocs représentent une version décalée de cette structure.

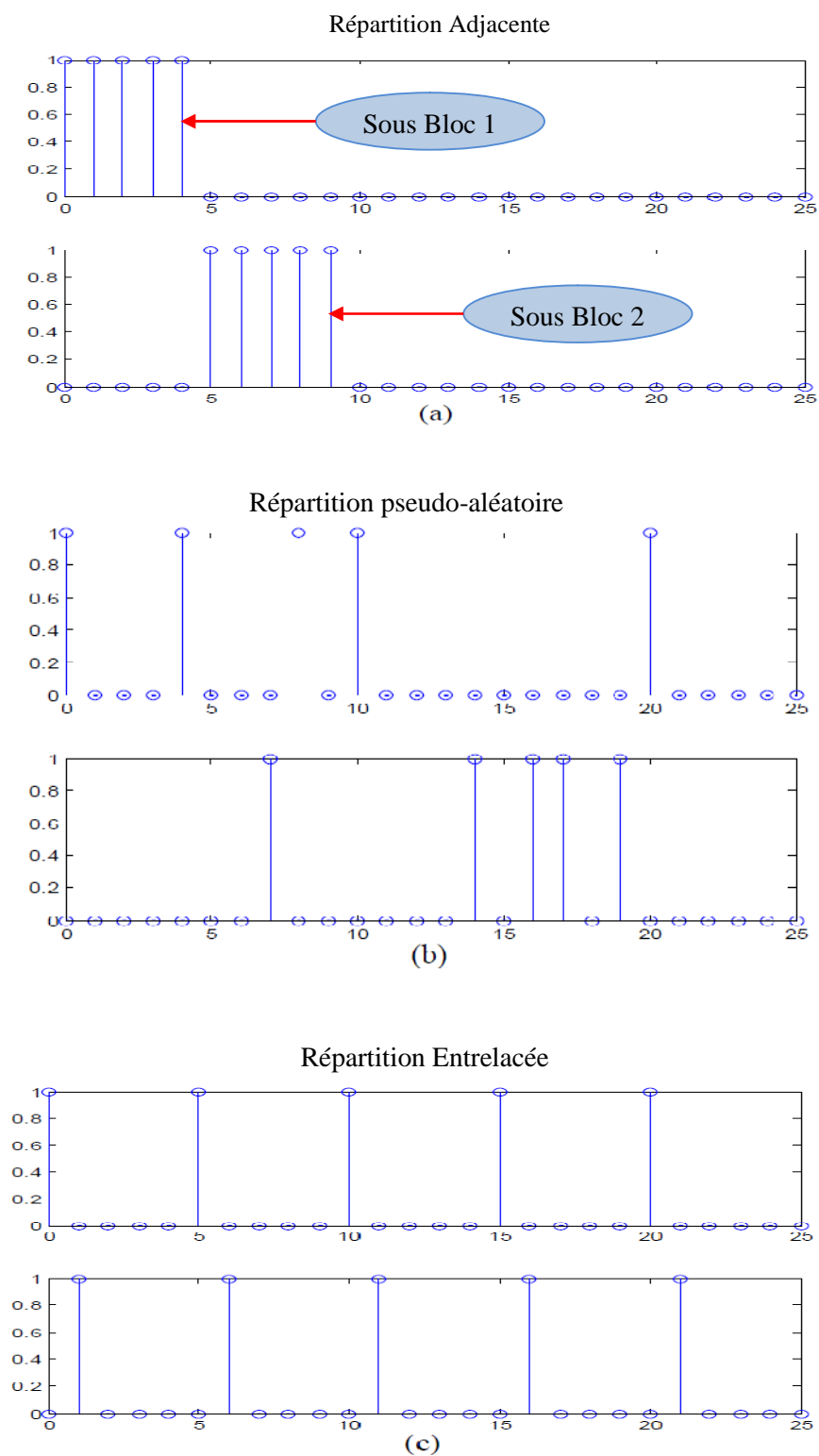


Figure IV.8: Illustration des différentes partitions des sous blocs selon l'approche PTS: (a) partition adjacente, (b) partition Pseudo-aléatoire, (c) partition entrelacée.

Exemple:

Ici, nous montrons un exemple simple de la technique PTS pour un système OFDM avec huit sous-porteuses qui sont divisés en quatre sous-blocs, les facteurs de phase sont sélectionnés à $P = \{\pm 1\}$.

La figure IV.9 montre la répartition de sous-blocs adjacents pour un bloc de données \mathbf{X} de longueur = 8. Il existe huit $\mathbf{8}$ ($= 2^{4-1}$) moyens de combiner les sous-blocs en fixant $\mathbf{b}_1 = \mathbf{1}$. Parmi eux $[\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \mathbf{b}_3, \mathbf{b}_4]^T = [1, -1, -1, -1]^T$ permet d'obtenir le plus faible PAPR.

Le bloc de données modifié sera:

$$\mathbf{X}' = \sum_{m=1}^M b_m X_m = [1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1]^T.$$

Dans ce cas, le nombre d'opérations d>IDFT requis est de 4 et la quantité d'information latérale est de 3 bits.

L'information latérale doit être transmise au récepteur pour récupérer le bloc de données d'origine. Une façon de le faire est de transmettre ces bits d'information secondaires avec un canal séparé autre que le canal de données. Il est également possible d'inclure les informations latérales dans le bloc de données; cependant, cela se traduit par une perte de débit de données

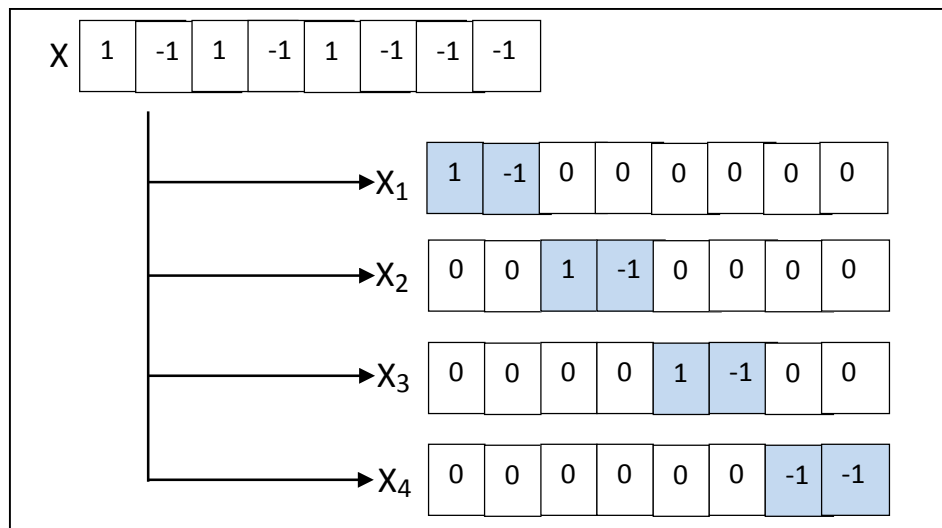


Figure IV.9: Un exemple de répartition adjacente en PTS de 8 sous-porteuses en 4 sous-blocs

IV .6 Réduction du PAPR dans un contexte MIMO-OFDM

IV .6.1 Description

Dans le domaine temporel discret, un signal MIMO-OFDM $x_i(n)$ avec N sous-porteuses et peut être s'écrit comme:

$$x_i(n) = (1/\sqrt{N}) \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad 0 \leq n \leq N-1, 1 \leq i \leq n_t \quad (4.7)$$

n_t est le nombre des antennes à l'émission. le PAPR du signal OFDM est définit par:

$$PAPR_i = PAPR\{x_i(n)\} = \frac{\max\{|x_i(n)|^2\}_{0 \leq n \leq N-1}}{E\{|x_i(n)|^2\}} \quad (4.8)$$

Où le dénominateur représente la puissance moyenne de l'ième antenne émettrice et le numérateur représente la puissance maximum de l'enveloppe.

Dans le système de MIMO-OFDM, le PAPR est défini comme la valeur maximum du PAPR de toutes les antennes de l'émission. C'est:

$$PAPR = \max(PAPR_1, PAPR_2, \dots, PAPR_{n_t}) \quad (4.9)$$

Donc pour calculer le PAPR d'un système MIMO-OFDM il suffit de faire une optimisation pour chacune des antennes émettrice en calculant les PAPRs de chacune d'elles et à la fin le choix du PAPR sera le maximum entre eux. Spécifiquement, puisque dans les systèmes MIMO-OFDM, le sur-échantillonnage dans le domaine temporel est considéré à $n_t * N$ fois comparés à N dans SISO-OFDM, la fonction CCDF du PAPR en MIMO-OFDM peut être écrite comme:

$$P_r(PAPR_{MIMO-OFDM} > PAPR_0) = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^{n_t L N} \quad (4.10)$$

Tel que: n_t est le nombre des antennes à l'émission et L est le facteur de sur-échantillonnage.

IV .6.2 Application de la méthode PTS en MIMO-OFDM

Les approches PTS pour les systèmes SISO peuvent être appliquées directement sur chacune des antennes d'émission pour les systèmes MIMO-OFDM en réalisant presque les mêmes performances en matière de réduction du PAPR avec une seule antenne émettrice. Pour le système entier, le PAPR est défini comme le maximum des PAPRs parmi toutes les antennes d'émission n_t [59] :

$$PAPR_{MIMO-OFDM} = \max PAPR_i \quad , (1 \leq i \leq n_t) \quad (4.11)$$

Où: $PAPR_i$ dénote le PAPR à l'ième antenne d'émission.

Comme mentionné ci-dessus, la technique PTS ordinaire dans un système SISO a croissance exponentielle de la complexité de la recherche. Cette complexité devient flagrante si on applique l'algorithme de l'approche PTS pour chaque antenne séparément dans un système MIMO-OFDM, cela peut réaliser des performances optimales de réduction du PAPR à chaque antenne émettrice. Mais la complexité de calcul et les informations latérale augmentent n_t fois par rapport au système SISO-PTS.

A cet effet et Pour réduire la complexité de recherche, diverses techniques ont été proposées. Nous nous présenterons par la suite une nouvelle méthode [60] qui s'appelle Coopérative et Alternative PTS appliqué dans un système MIMO-OFDM.

IV .6.3 Coopérative et Alternative PTS (C-A-PTS):

Proposé en [60], cette méthode est basé sur la combinaison de deux méthodes A-PTS [61] et C-PTS [62] pour objectif de résoudre la contradiction entre les performances du PAPR et la complexité de calcul dans un système MIMO-OFDM. A cet effet, nous essayons d'expliquer brièvement ces deux méthodes avant de voir la C-A-PTS.

IV.6.3.1 Alternative PTS (A-PTS)

La méthode A-PTS est basé sur une optimisation alternative [61], Les coefficients de pondération sont nécessaires uniquement pour la moitié des sous-blocs.

Dans A-PTS, et à partir du premier sous-bloc, tout les sous-blocs impairs sont maintenus sans changement et les coefficients de pondération sont optimisés seulement pour les restes des sous-blocs c.-à-d. les sous blocs pairs.

Par exemple pour un système qui comporte la méthode PTS et on a une partition de **4** sous-blocs, l'optimisation dans A-PTS se fait seulement pour les sous-blocs **2** et **4** et les sous blocs **1** et **3** restent sans changement, de cette façon la complexité de calcul est considérablement réduite par contre on a une dégradation en terme de performances du PAPR.

L'idée de l'optimisation alternative de l'algorithme PTS est présentée et appliquée dans les systèmes MIMO-OFDM, cette procédure se fait pour chaque antenne séparément.

IV.6.3.2 Coopérative PTS (C-PTS)

La méthode C-PTS est basée sur A-PTS, comme il est mentionné ci dessus, l'optimisation alternative est que tous les sous-blocs impairs sont maintenus inchangés et les facteurs de pondérations sont optimisés uniquement pour tous les sous-blocs pairs. Cela résultent une diminution pour le nombre des multiplications requiert pour chaque séquence candidate, ce qui entraîne une diminution de nombre totale des séquences candidates et la même chose pour W et M le nombre des sous-blocs. Par conséquent, la complexité est réduite mais les performances du PAPR sont considérablement dégradées.

Dans C-PTS et afin d'augmenter le nombre des séquences candidates à optimiser, une opération de permutation circulaire pour les sous blocs impairs (à l'exception du sous-bloc **1**) a été introduite à travers toutes les antennes d'émission [62]. Par exemple, dans un système PTS a 4 sous-blocs : dans le cas du troisième sous-bloc, l'ensemble des données originales est $[x_1^{(3)}, x_2^{(3)}, x_3^{(3)}, x_4^{(3)}]$, encore trois différents ensembles peuvent être obtenus par la permutation circulaire des sous-blocs, qui sont : $[x_4^{(3)}, x_1^{(3)}, x_2^{(3)}, x_3^{(3)}]$, $[x_3^{(3)}, x_4^{(3)}, x_1^{(3)}, x_2^{(3)}]$ et $[x_2^{(3)}, x_3^{(3)}, x_4^{(3)}, x_1^{(3)}]$.

IV.6.3 Description de l'approche C-A-PTS

Basé sur les méthodes A-PTS et C-PTS, l'approche C-A-PTS est une nouvelle méthode améliorée pour résoudre la contradiction entre les performances du PAPR et la complexité des calculs dans le système STBC MIMO-OFDM.

D'une part, appliquer l'algorithme A-PTS à une seule antenne, et en même temps employer l'opération de la permutation circulaire expliqué ci-dessus pour augmenter le nombre de séquences candidates afin d'obtenir de meilleures performances de PAPR [62].

D'autre part, utiliser le conjugué et les propriétés symétriques pour obtenir le coefficient de pondération des autres antennes afin de réduire la complexité de calcul dans l'approche PTS [63]. Nous introduisons le procédé en détail considérant un système de STBC-OFDM avec deux antennes d'émission.

La matrice de codage est:

$$G = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Les données codées sont transmises par les deux antennes dans deux durées de symbole consécutif. La séquence envoyée à partir de chaque antenne d'émission peut être représentée par: X_1 et X_2 où:

$$X_1 = [x_1, -x_2^*] \text{ et } X_2 = [x_2, x_1^*] \quad (4.13)$$

Selon les propriétés linéaires d>IDFT, on peut en déduire que l'opération de conjugué dans le domaine fréquentiel est équivalente à l'opération de permutation circulaire et du conjugué dans le domaine temporel. Ces caractéristiques peuvent être exploitées pour améliorer les performances de PAPR.

À l'antenne 1, nous adoptons le schéma d'Alternative PTS (A-PTS) pour obtenir le coefficient de pondération optimale a_v ($v= 1, 2, \dots, M$) qui réalise la valeur minimum du PAPR.

Les propriétés linéaires d>IDFT sont employées pour tous les sous-blocs impairs (excepté le premier) pour augmenter le nombre de signaux candidats à optimiser. Les données transformées dans le domaine temporel peuvent être obtenues en effectuant une permutation circulaire sur tous les sous-blocs impairs (excepté le premier). Comme les sous-blocs impairs (excepté le premier) sont transformés, le nombre de séquences candidates est augmenté, ce qui améliore les performances du PAPR de l'antenne une, ainsi qu'une nette diminution du nombre de multiplications complexes donc une diminution de la complexité de l'algorithme.

Il est prouvé dans [63] que les données sur les deux antennes ont les mêmes caractéristiques statistiques de PAPR simultanément. Le coefficient de pondération optimum de l'antenne 2 peut être directement obtenu à partir de cela de l'antenne 1. D'ailleurs le processus de

l'opération d'IFFT et de la recherche de coefficient de pondération optimum de PTS peut être omis pour les données à l'antenne 2.

Le schéma de C-A-PTS est illustré dans la figure (IV.10), avec une structure de deux antennes à l'émission:

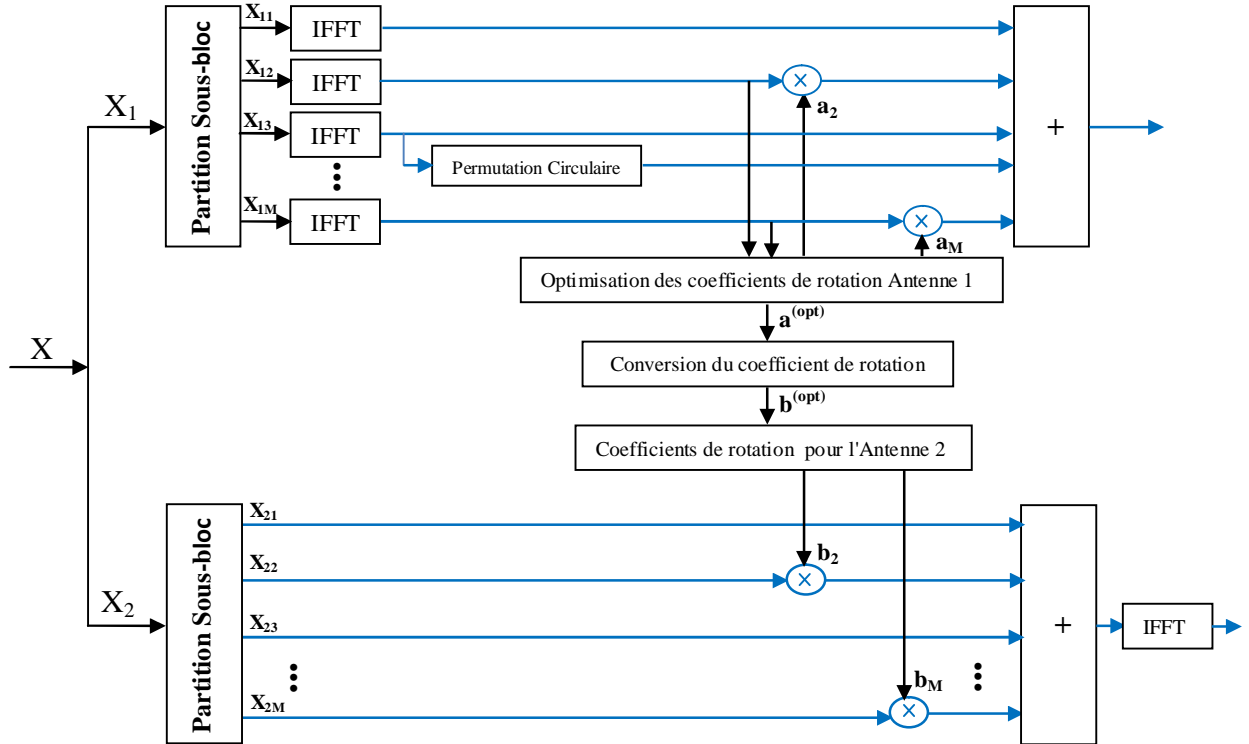


Figure IV.10 : Schéma bloc de C-A-PTS avec 2 antennes à l'émission.

Afin de maintenir les relations conjuguées et symétriques entre les deux antennes, nous devrions convertir le coefficient de pondération optimum a (*opt*) de l'antenne 1 en celui de l'antenne 2 dénotée comme b (*opt*) par la transformation conjuguée et symétrique inverse.

Par exemple, quand les données originales sont divisées en quatre sous-blocs avec un ensemble de coefficient de pondération optimal $b_v = \{1, -1, j, -j\}$, $v = (1, 2, 3, 4)$ les règles de transformation des relations conjuguées et symétriques sont montrées dans la Figure IV.11:

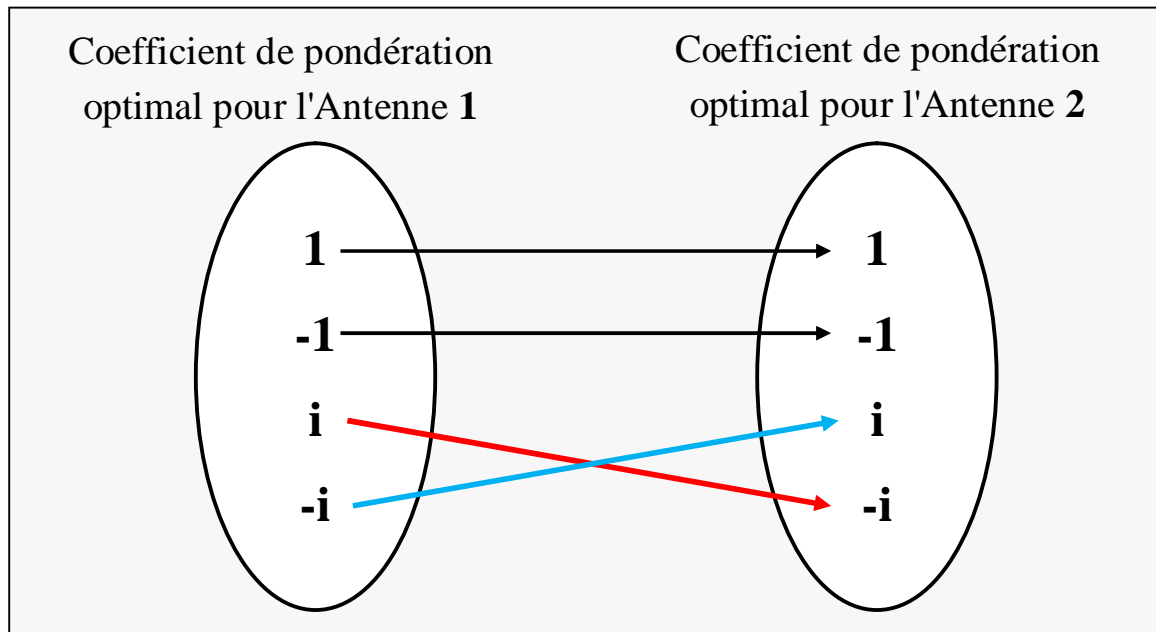


Figure IV.11 : Les relations entre les deux coefficients de pondération Optimums des 2 antennes

Une approche C-A-PTS avancé peut être également appliquée sur un système STBC MIMO-OFDM avec plusieurs antennes à l'émission.

IV.6.4 Résultats et simulation

Dans cette section, nous analysons et vérifions les performances de la méthode C-A-PTS par des simulations avec les paramètres suivants:

Nous considérons un modèle de la norme **HiperLAN/2**, basé sur un système d'Alamouti **STBC MIMO-OFDM** avec une combinaison de deux antennes à l'émission et deux à la réception (2X2), la fréquence porteuse est **5 GHz**, une bande passante de **20 MHz**, un nombre de **64** sous-porteuses du symbole OFDM, une modulation **QPSK** est utilisée avec un facteur de sur-échantillonnage égal à **4**.

La fonction de répartition complémentaire CCDF est généralement employée pour évaluer les performances de réduction du PAPR, la figure (IV.12) illustre une comparaison entre les méthodes : Sans PTS (Original), A-PTS, C-PTS et l'approche suggérée C-A-PTS en terme de CCDF. En outre les données sont divisées en quatre sous-blocs ($M = 4$) et le nombre des coefficients de pondération est $W=4, \{1, -1, j, -j\}$.

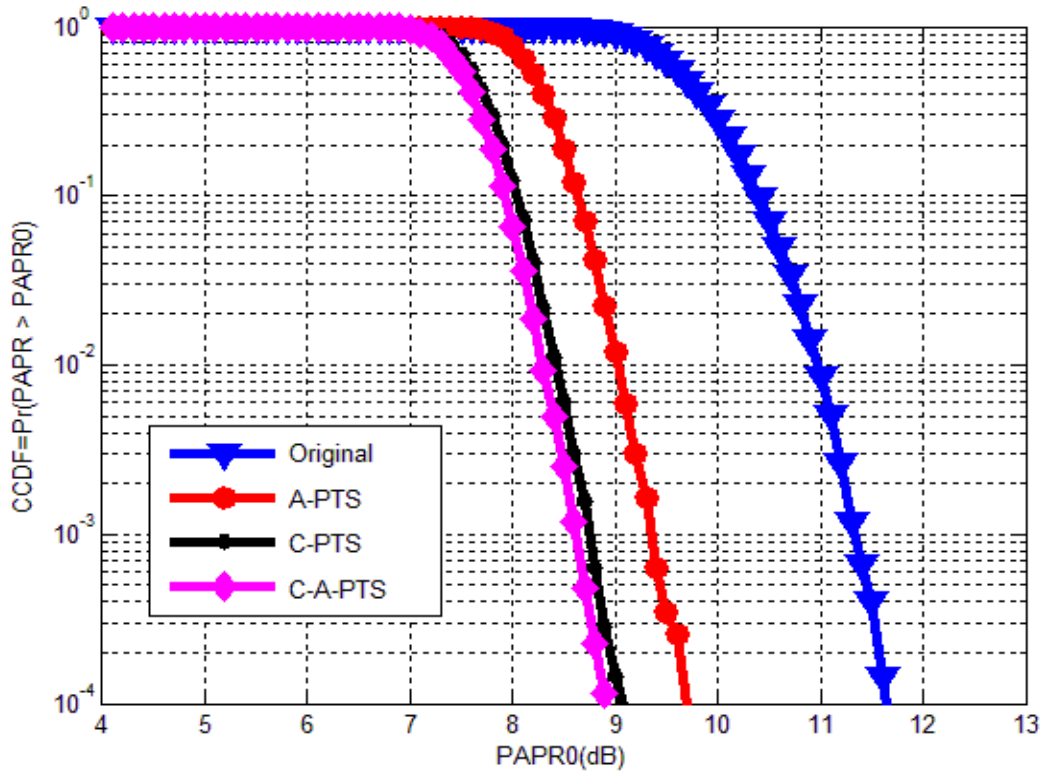


Figure IV.12: Performances du PAPR pour les différentes approches PTS

On le voit clairement que les algorithmes de PTS améliorent les performances du PAPR d'une manière significative, l'approche A-PTS donne une amélioration de presque 2.1 dB à 10^{-4} par rapport au signal original mais elle est plus mauvaise que C-PTS et C-A-PTS avec une dégradation de 0.8 dB ce qui signifie que ces deux dernières donnent une amélioration de 2.8 dB et 2.9 dB respectivement.

Une comparaison entre les deux méthodes C-PTS et C-A-PTS montre que les performances de l'approche proposée C-A-PTS sont très proche que C-PTS avec seulement une amélioration de 0.1dB mais dans un autre sens elle est plus avantageuse, on parle ici de la complexité de calcul, qui est réduite plusieurs fois par rapport au C-PTS grâce à l'opération de permutation circulaire qui nous permet de diminuer le nombre des multiplication complexe ainsi qu'une augmentation pour les signaux candidats à optimiser.

La figure (IV.13) illustre l'influence de la méthode C-A-PTS sur les performances du système, on remarque que cette méthode dégrade légèrement le BER en fonction de SNR de l'ordre de 1 dB à 10^{-5} et ca revient à la perte des informations latérales envoyé par l'émetteur vers le récepteur comportant les informations concernant les coefficients de rotations.

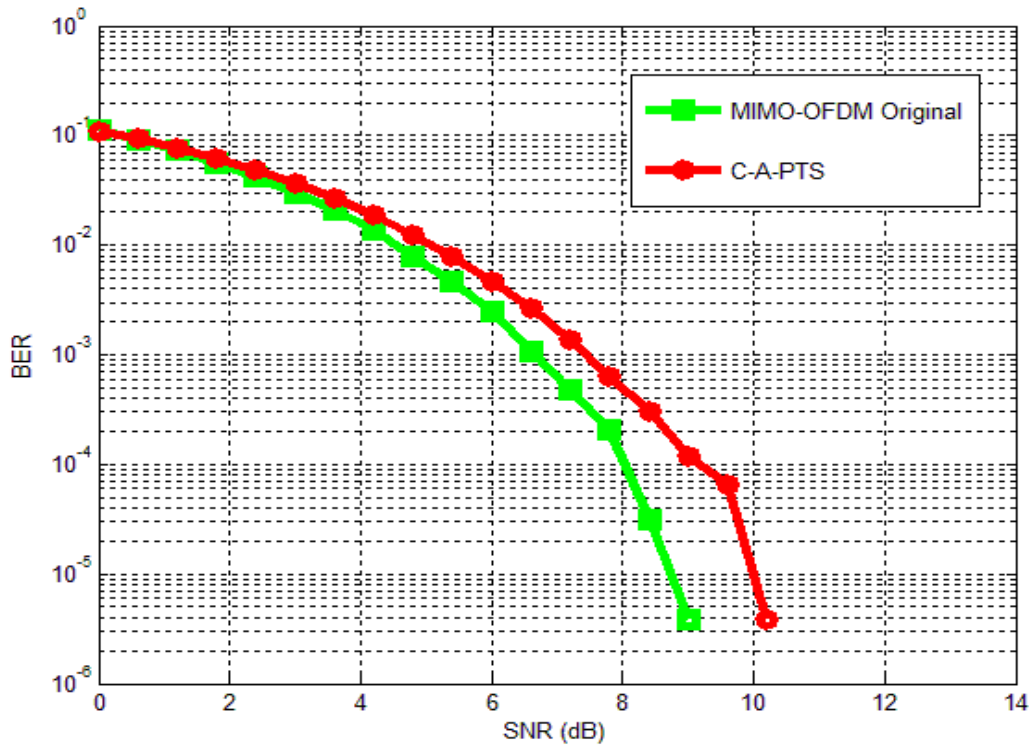


Figure IV.13: Influence de C-A-PTS sur les performances du système

L'algorithme C-A-PTS appliqué pour un système STBC MIMO-OFDM se sert à l'optimisation alternative pour réduire la complexité de calcul, en même temps le nombre de séquences candidates est augmenté en utilisant la permutation circulaire des sous-blocs qui améliore les performances du PAPR d'une manière équivalente. Par rapport à C-PTS, le schéma proposé peut atteindre presque les mêmes performances du PAPR tandis que la complexité de calcul est réduite d'une manière significative.

IV.7 Approche proposée

Bien que, la partition des séquences dans le domaine fréquentiel à plusieurs sous-blocs puisse augmenter le nombre de candidats cela résultera une grande complexité de calcul. Et afin d'améliorer les performances du PAPR de l'approche PTS ainsi que réduire la complexité de calcul, nous proposerons un nouvel algorithme qui rentre toujours dans la gamme PTS, dans lequel les parties réelles et imaginaires du signal sont séparément multipliés avec les facteurs de rotation, et regroupé à la fin pour faire une optimisation conjointe afin de réduire le PAPR. L'idée proposée est illustrée dans le schéma suivant ainsi que vous trouverez toutes les étapes de cet algorithme dans le paragraphe suivant :

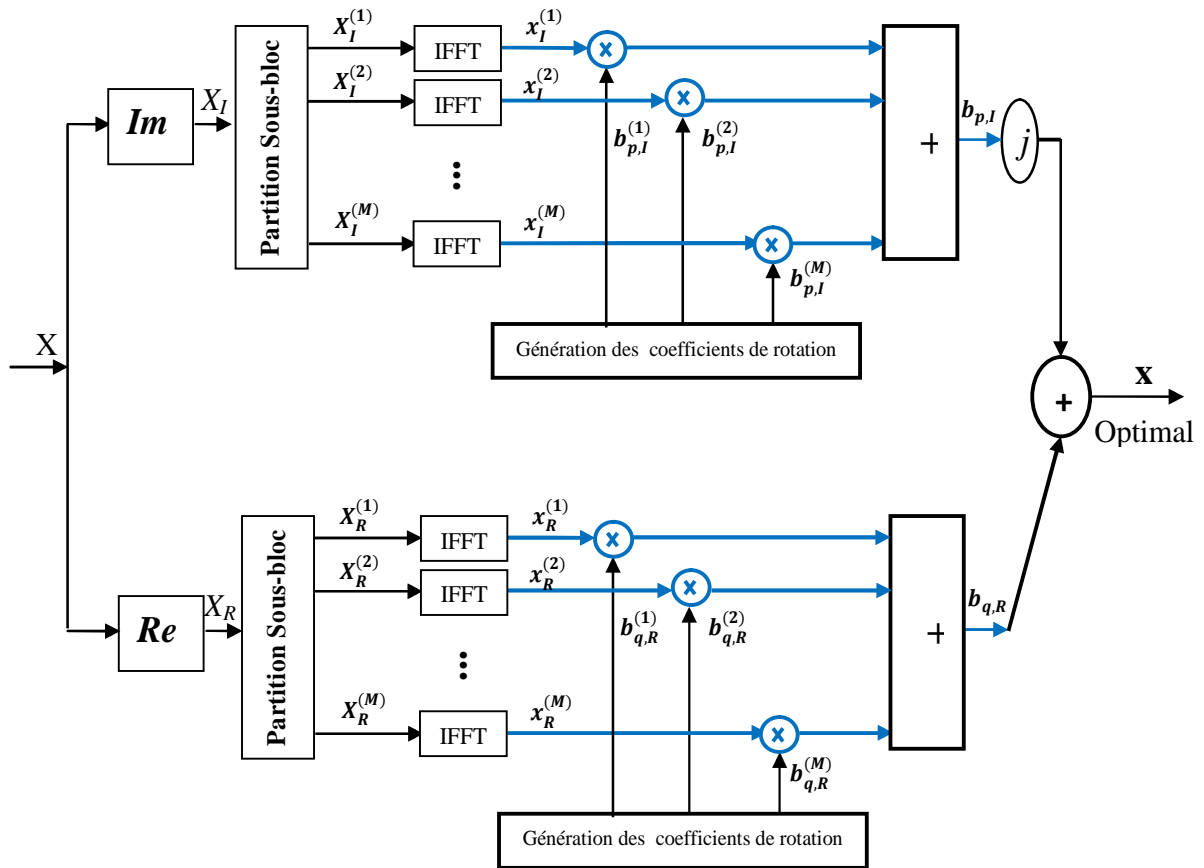


Figure. IV.14 : schéma bloc de la méthode proposée pour un système SISO-OFDM

IV.7.1 Application de l'algorithme proposé sur un système MIMO-OFDM

Nous proposons un système MIMO-OFDM Avec 2 antennes à l'émission et 2 antennes à la réception, on applique l'opération précitée sur l'antenne 1 c.-à-d. faire la séparation des parties réelles et les imaginaires en procédant à l'approche PTS par l'application de facteur de rotation sur les deux parties réelles et imaginaires (paragraphe IV.7), une fois le facteur de rotation optimisé de l'antenne 1 est trouvé, et afin de réduire la complexité du système en évitant de réitérer le même procédé sur l'antenne 2 on s'inspire de l'idée de la C-A-PTS [60] et en profitant de l'opération du symétrique et conjuguée.

Le facteur de rotation optimum b au niveau de l'antenne 1 est transmis directement à l'antenne 2 sans faire aucune optimisation au niveau de cette dernière.

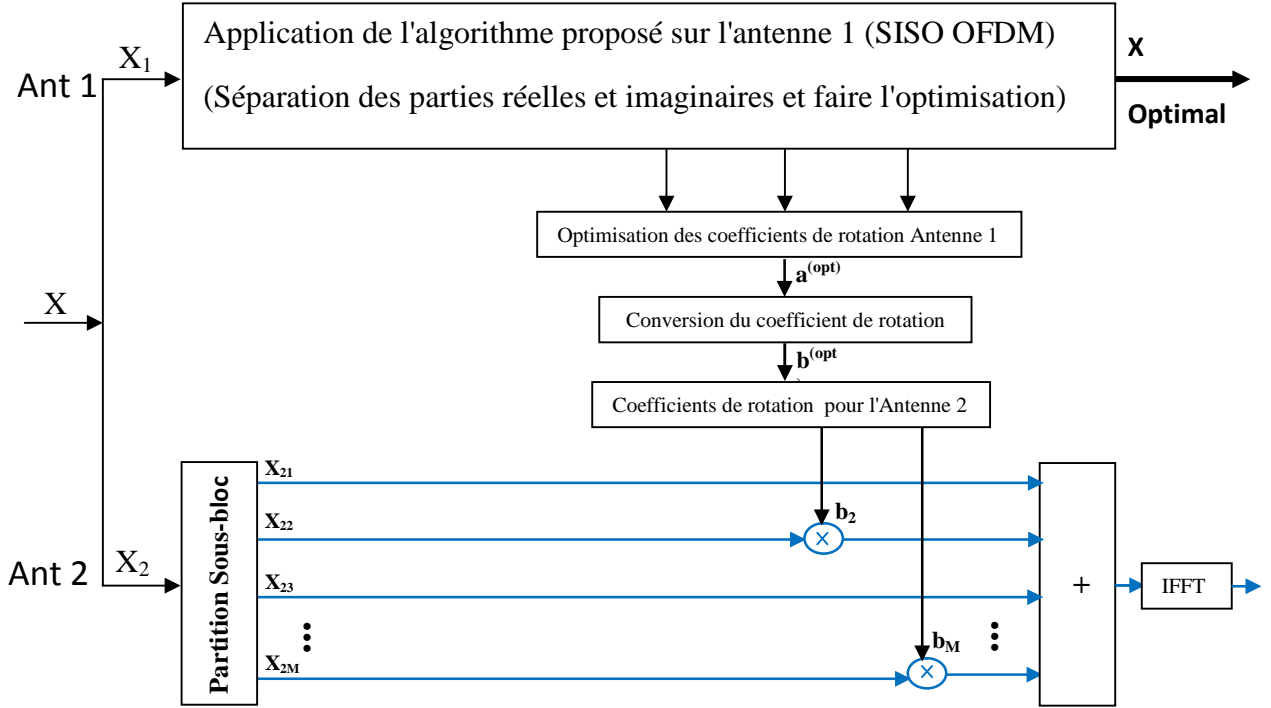


Figure. IV.15 : schéma bloc de la méthode proposée pour un système MIMO-OFDM

Cet algorithme proposé comprend en totalité huit étapes, comme suit:

- 1) La séquence X dans le domaine fréquentiel est divisée en partie réelle X_R et partie imaginaire X_I
- 2) La séquence de la partie réelle X_R (ou la séquence de la partie imaginaire X_I) est divisée en V sous-blocs $X_R^{(v)}$ ou ($X_I^{(v)}$) tel que: $v=1,2,\dots, V$
- 3) les V sous-blocs de la partie réelle $X_R^{(v)}$ (ou V sous blocs de la partie imaginaire $X_I^{(v)}$) sont combinés avec la partie réelle du vecteur de facteur de phase $b_{p,R}$ (ou la partie imaginaire du vecteur de facteur de phase $b_{p,I}$) pour générer la partie réelle du signal de PTS $X_{p,R}$ (ou la partie imaginaire du signal PTS $X_{q,I}$) nommé:

$$X_{p,R} = [X_{R,0}^p, X_{R,1}^p, \dots, X_{R,N-1}^p]^T = [X_R^{(0)}, X_R^{(1)}, \dots, X_R^{(V-1)}] b_{p,R} \quad (4.14)$$

$$X_{q,I} = [X_{I,0}^q, X_{I,1}^q, \dots, X_{I,N-1}^q]^T = [X_I^{(0)}, X_I^{(1)}, \dots, X_I^{(V-1)}] b_{q,I} \quad (4.15)$$

Où: $p=1,2,\dots, M$, $q=1,2,\dots, M$, M est le nombre des vecteurs de facteur de phase adoptés.

- 4) La séquence de la partie réelle du signal PTS $\mathbf{X}_{p,R}$ (ou la séquence de la partie imaginaire du signal PTS $\mathbf{X}_{q,I}$) est transformée par N point IFFT pour générer la partie réelle de la séquence candidate $\mathbf{x}_{p,R}$ (ou la partie imaginaire de la séquence candidate $\mathbf{x}_{q,I}$)
- 5) La partie imaginaire des séquences candidates $\mathbf{x}_{q,I}$ qui sont multipliées par \mathbf{j} et combinés avec la partie réelle des séquences candidates $\mathbf{x}_{p,R}$ pour générer la séquence candidate du domaine temporel \mathbf{x}_m .

$$\mathbf{x}_m = \mathbf{x}_{p,R} + \mathbf{j} \mathbf{x}_{q,I} \quad (4.16)$$

La combinaison de M parties réelles de séquences candidates et M parties imaginaires de séquences candidates produira M^2 séquences candidates en domaine temporel.

- 6) Les PAPR_s de toutes les séquences candidates dans le domaine temporel sont calculés et le signal candidat optimum avec le minimum PAPR est choisi à transmettre.
- 7) Les étapes de **1** à **6** concernent l'optimisation au niveau de l'antenne **1**, et pour éviter la même opération à l'antenne **2** on applique l'idée du C-A-PTS en exploitant les propriétés symétrique et de conjuguée. Le facteur de rotation optimum \mathbf{b} au niveau de l'antenne **1** est transmis directement à l'antenne **2** sans faire aucune optimisation au niveau de cette dernière (figure IV .11).
- 8) Une comparaison entre les deux PAPR: Le PAPR_s optimum de l'antenne **1** et celui de l'antenne **2** trouvé directement par la conversion du facteur de rotation optimum de l'antenne **1** permet de transmettre le PAPR le plus grand entre les deux.

IV.7.2. Résultats et simulation

Dans cette section, nous analysons et vérifions les performances de cette méthode proposée par des simulations avec les mêmes paramètres précédentes de **C-A-PTS**:

Nous considérons un modèle de la norme **HiperLAN/2**, basé sur un système d'Alamouti **STBC MIMO-OFDM** avec une combinaison de deux antennes à l'émission et deux la réception (2x2), la fréquence porteuse est **5 GHZ**, une bande passante de **20 MHZ**, un nombre de **64** sous-porteuses du symbole OFDM, une modulation **QPSK** est utilisée avec un facteur de sur-échantillonnage égal à **4**.

Le nombre des sous blocs pour chaque partition est ($V=4$), le nombre des coefficients de rotation est $W=4, \{1, -1, j, -j\}$ donc on aura $M = 4^{(V-1)} = 64$.

Le nombre des séquences candidates à optimiser pour l'antenne 1 est $M^2 = 4096$. La figure (IV.16) illustre les performances du PAPR avant et après l'application de la méthode proposée, on constate que cette méthode donne des bons résultats en matière de réduction du PAPR, donc on a une amélioration d'environ 3dB à 10^{-4} par rapport au signal original.

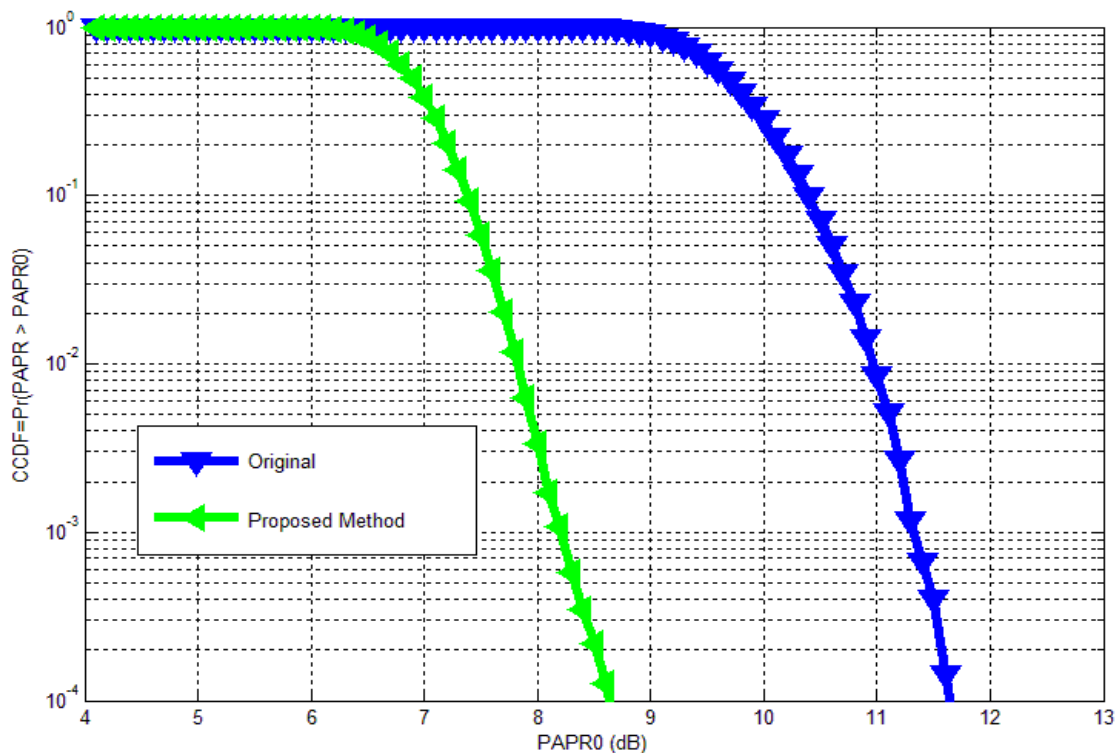


Figure IV.16 Réduction du PAPR en utilisant la méthode proposée

La figure (IV.17) montre l'influence de la méthode proposée sur les performances du système SNR/BER, on remarque clairement que cette méthode dégrade légèrement le BER en fonction de SNR de l'ordre de 0.5 dB à 10^{-5} .

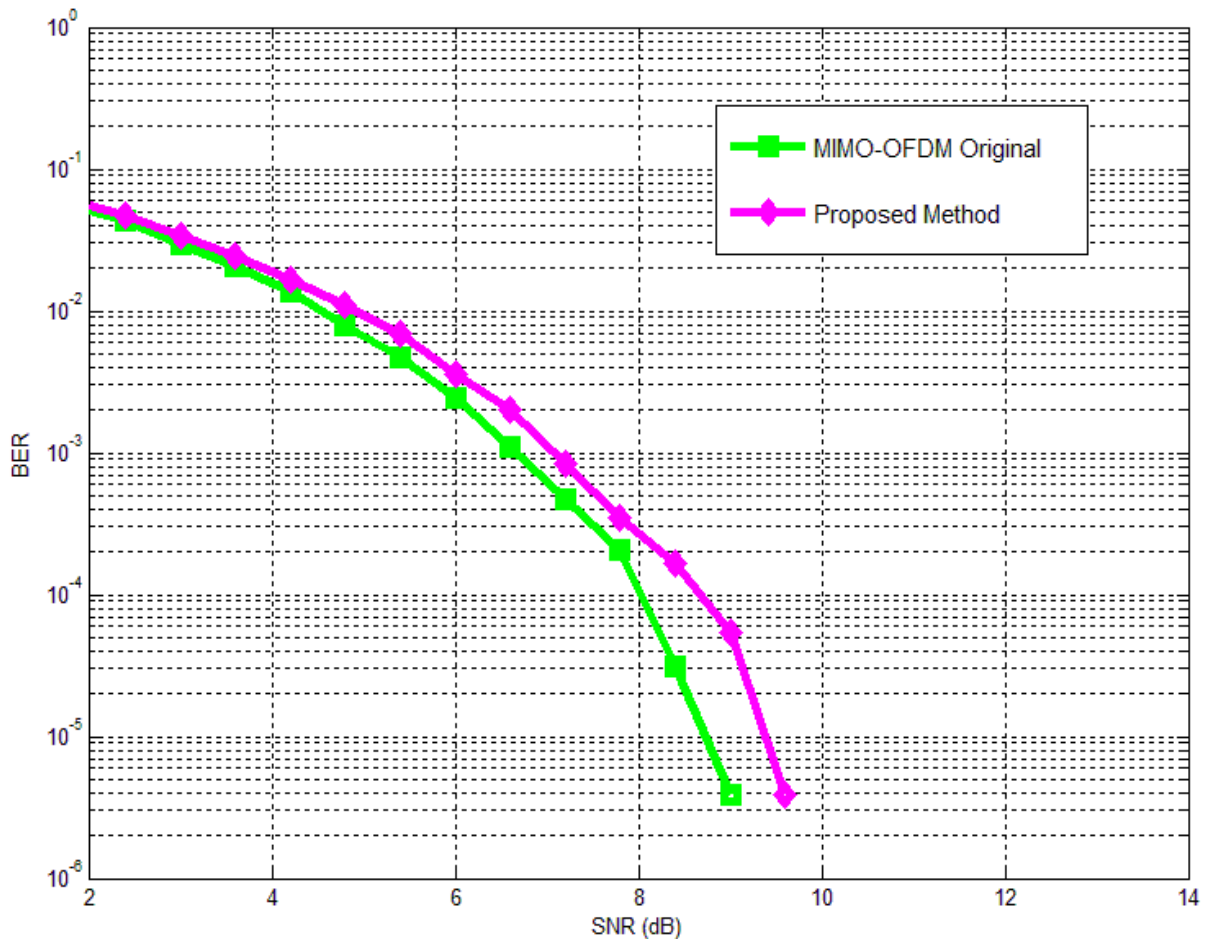


Figure IV.17: Influence de la méthode proposée sur les performances du système

Maintenant nous faisons une comparaison de la méthode proposée par rapport aux autres méthodes A-PTS, C-PTS, C-A-PTS et par rapport au signal originale que se soit en matière de réduction du PAPR ou de la performance de système: BER/SNR ou BER/Eb_{N0}.

La figure suivante (IV.18) illustre une comparaison entre les méthodes: A-PTS, C-PTS, C-A-PTS et la Méthode proposée, les résultats de simulation montrent que cette méthode est plus performante.

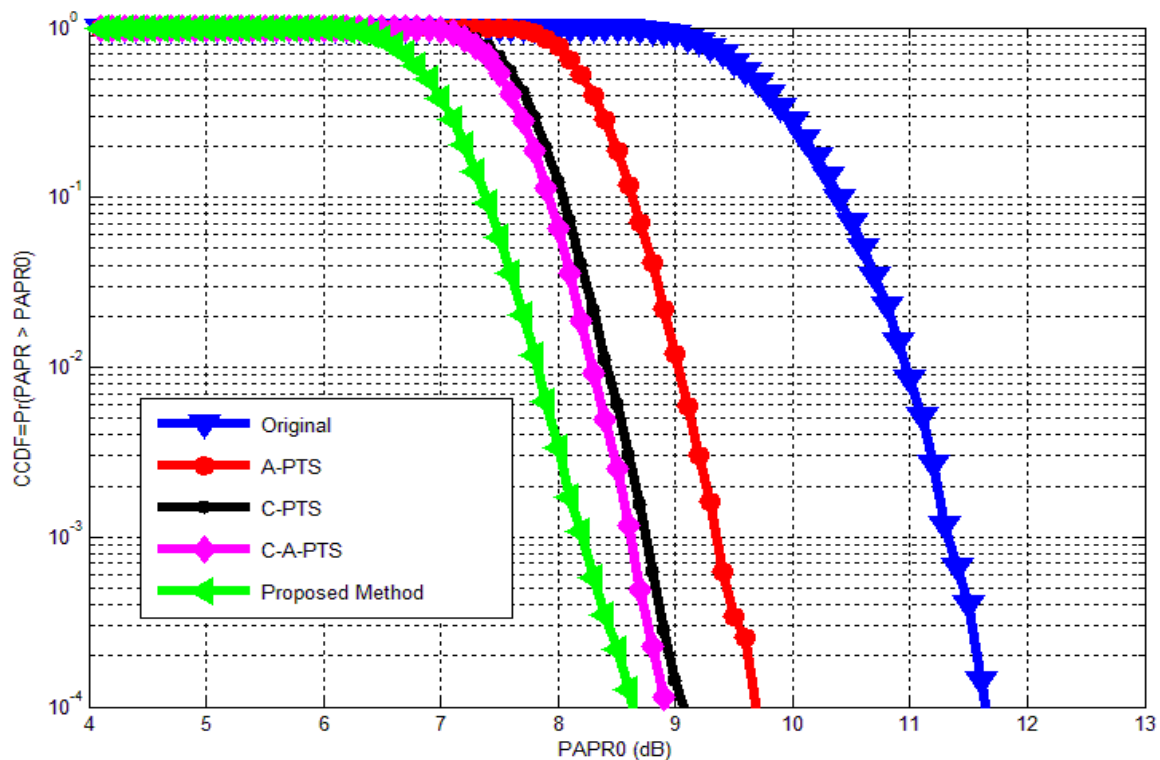


Figure IV.18: comparaison méthode proposée avec : A-PTS, C-PTS et C-A-PTS

La figure suivante (IV.19) illustre une comparaison entre la méthode proposée et C-A-PTS, nous remarquons bel et bien que la méthode proposée est plus performante en matière du PAPR.

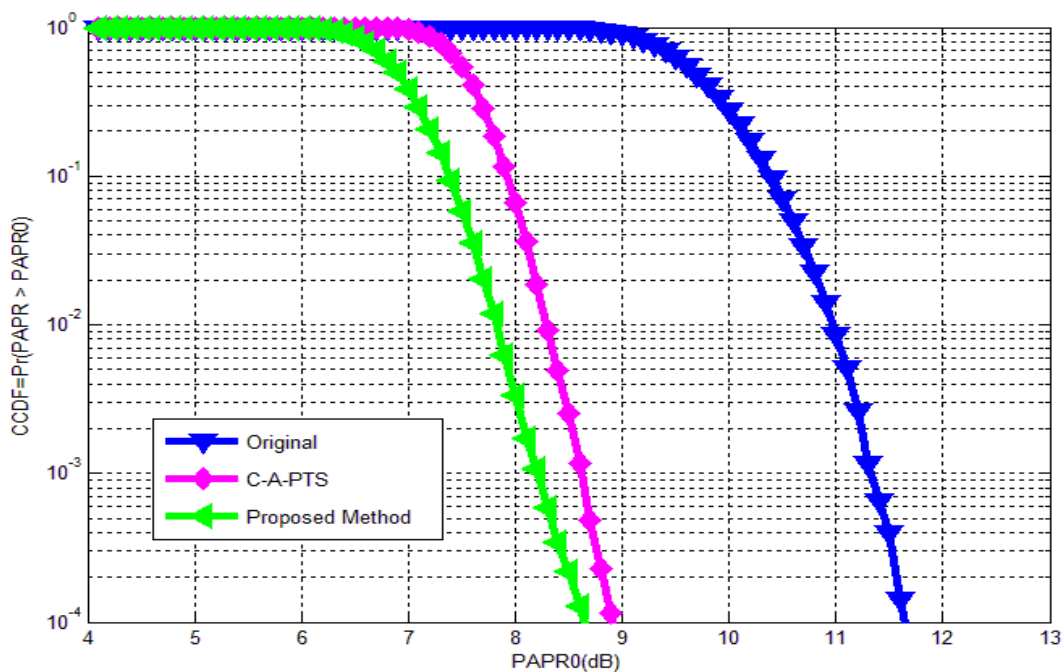


Figure IV.19: comparaison méthode proposée avec C-A-PTS

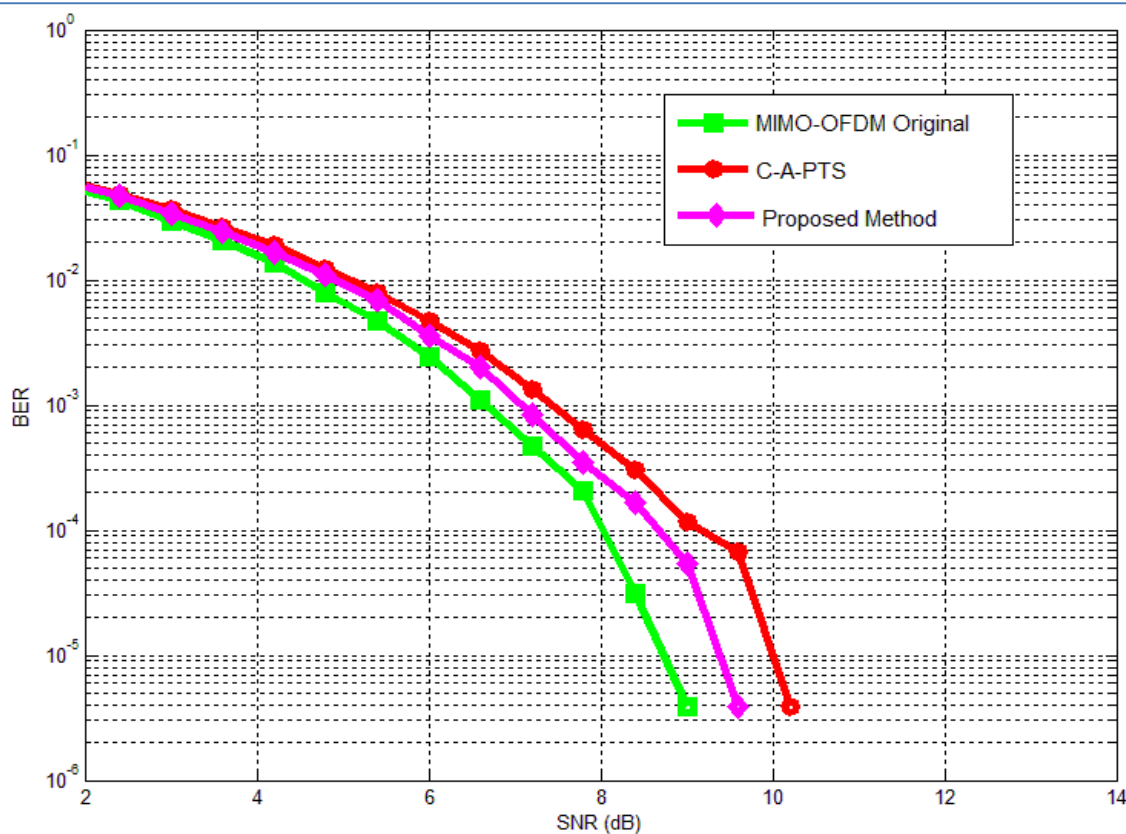


Figure IV.20: Comparaison BER/SNR pour les deux méthodes: proposées et C-A-PTS

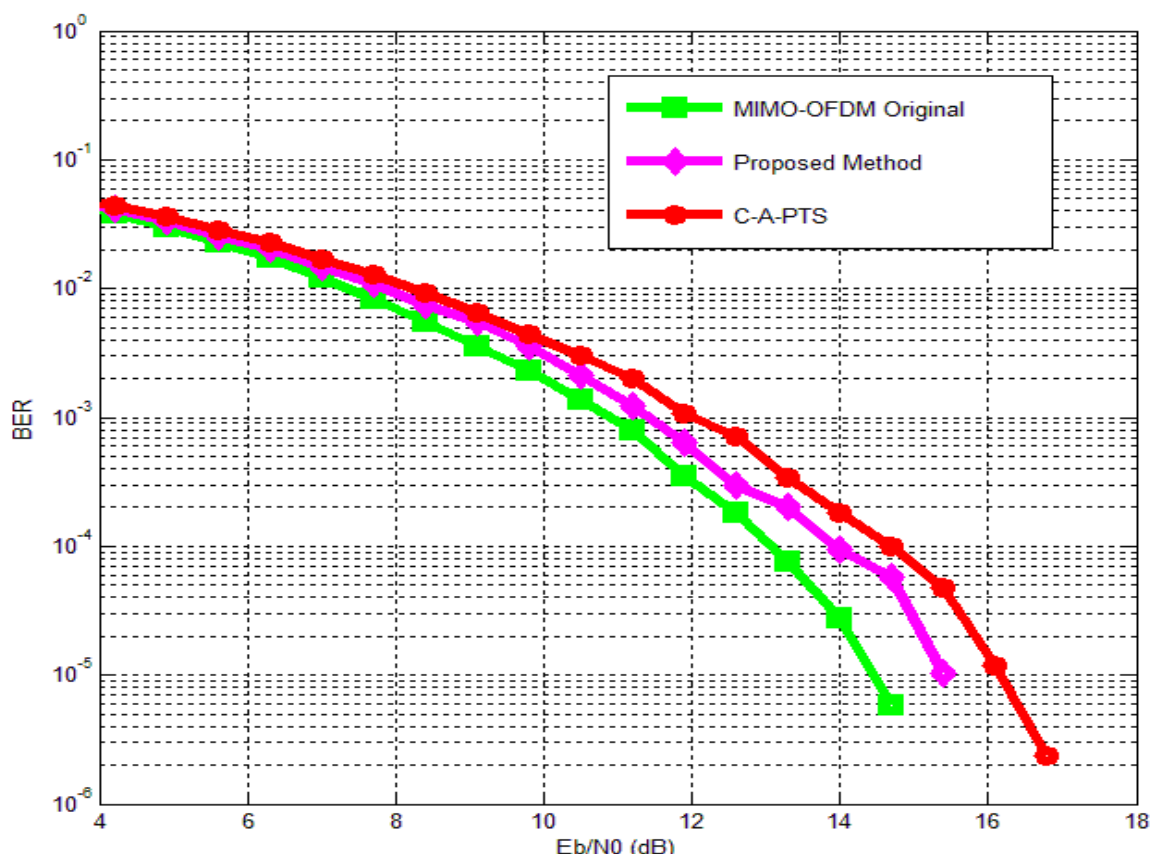


Figure IV.21: Comparaison BER/Eb_N0 pour les deux méthodes: proposées et C-A-PTS

IV.8 Comparaison des résultats

Les résultats de simulation montrent clairement que la méthode proposée est plus performante que les autres méthodes étudiées dans cette thèse A-PTS, C-PTS et C-A-PTS, que ce soit en termes de réduction du PAPR ou de la performance du système BER/SNR ou BER/Eb_N0. Par ailleurs la complexité de calcul diminue à cause de l'utilisation de l'optimisation seulement sur les sous blocs pairs et de bénéficier de la permutation circulaire au niveau des sous blocs impairs.

- Nombre de multiplication:[P: nombre de permutations = 3, D: sous-porteuses]
 - **C-PTS** : $V/2 N_t LDPW^{V/2}$
 - **C-A-PTS**: $V/2 LDPW^{V/2}$
 - **Méthode proposée**: $2 V/2 LDPW^{V/2}$ [Dans ce cas W=2]
- Nombre d'addition:
 - **C-PTS** : $(V - 1) N_t LD(P + 1)W^{V/2}$
 - **C-A-PTS**: $(V - 1)LD(P + 1)W^{V/2}$
 - **Méthode proposée**: $3(V - 1)LD(P + 1)W^{V/2}$ [Dans ce cas W=2]

Le tableau suivant montre une comparaison des résultats entre les 3 méthodes : proposée, C-A-PTS et C-PTS

	C-PTS	C-A-PTS	Méthode proposée
Nombre de multiplication complexe	49152	24576	12288
Nombre d'addition complexe	98304	49152	36864
Réduction du PAPR (dB) par rapport au PAPR original (11.7) dB	2.7	2.8	3.1

Tableau IV.2: comparaison des résultats de la complexité des trois méthodes

IV.9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté l'étude du PAPR dans un système MIMO-OFDM .Afin de réduire l'effet de PAPR, Nous avons étudié la méthode PTS ordinaire et aussi l'approche Coopérative et Alternative PTS (C-A-PTS).

L'objectif de ce chapitre est développé un nouvel algorithme dans lequel les parties réelles et imaginaires du signal ont été séparément multipliées avec des facteurs de phase d'ailleurs, le PAPR a été optimisé conjointement dans la partie réelle aussi que dans la partie imaginaire. Dans cette approche, le nombre des séquences candidates a été augmenté de sorte que les performances du PAPR aient été améliorées avec moins d'augmentation de la complexité de calcul.

À partir des résultats obtenus on peut conclure que la méthode proposée donne les résultats meilleurs que ceux existants en termes de performance de réduction du PAPR et en termes de dégradation du système.

Conclusion générale et perspectives

Ces dernières années ont été marquées par la recherche de solutions pour des communications sans fil supportant des débits de plus en plus élevés, avec une qualité de service croissante. Ce travail a été initié dans ce contexte et a porté sur l'étude des techniques de transmission utilisant des réseaux d'antennes à l'émission et à la réception (MIMO) avec l'association de la modulation OFDM afin d'évaluer les performances de ces systèmes. L'application envisagée concerne les réseaux mobiles de la 4G. Ce mémoire est consacré à l'étude de la réduction du PAPR dans un système MIMO - OFDM en 4G.

Dans un premier temps, nous avons exposé le fondement théorique des réseaux mobiles et plus précisément le concept de la nouvelle génération attendue dans le domaine des télécoms "4G". Nous avons décrit quelques technologies de communication mobile actuelles candidates à cette nouvelle génération comme le WLAN (**W**ireless **L**ocal **A**rea **N**etwork), WiMAX mobile, le UMB (**U**ltra **M**obile **B**roadband) et le LTE (**L**ong **T**erm **E**volution).

En second lieu, nous avons présenté les différentes architectures MIMO, et les codages spatio-temporels en blocs. On a abordé aussi et plus particulièrement les différentes techniques de diversité, une comparaison a été faite entre elles. Finalement, la capacité des systèmes multi-antennaires est étudiée afin de déterminer les débits théoriques qu'on peut attendre de ces systèmes.

Dans le troisième chapitre, Nous avons commencé par une présentation détaillé de la modulation multi-porteuses OFDM. On a abordé son principe, son historique ainsi que sa description générale avec ses avantages et ses inconvénients. Ensuite nous avons décrit la combinaison MIMO-OFDM.

Les techniques basées sur l'association des modulations à porteuses multiples et de MIMO sont aujourd'hui, reconnues comme des solutions à fort potentiel pour les futurs systèmes de radiocommunication. La combinaison MIMO-OFDM permet d'allier les avantages des deux méthodes.

Dans le quatrième chapitre, nous avons exposé une étude de la réduction du facteur de crête PAPR dans un contexte OFDM et MIMO-OFDM, un aperçu sur l'ensemble des systèmes de réduction de PAPR est d'abord donné. Par la suite, une étude approfondie de l'approche Partial Transmit Sequences (PTS) en tant que solution possible à ce problème. Cette méthode a connu plusieurs améliorations afin de réduire sa complexité, parmi elles nous avons étudié la coopérative et alternative PTS (C-A-PTS). Enfin nous avons proposé un nouvel algorithme pour la réduction du PAPR dans un système MIMO OFDM.

Nous avons présenté et discuté les résultats obtenus lors de nos simulations. Une comparaison a été effectuée entre les différents résultats obtenus.

Comme perspectives, nous envisageons de poursuivre ce travail en développant les points suivants:

- La combinaison de l'OFDM avec le MIMO ouvre la porte vers des communications hauts débits. Cependant, un système OFDM est très sensible à une erreur de fréquence porteuse qui détruit l'orthogonalité entre les porteuses. Cet effet va dégrader radicalement la performance du système. Dans ce contexte nous projetons d'aborder le problème de la synchronisation fréquentielle et temporelle ainsi que l'estimation du canal MIMO des systèmes MIMO-OFDM.
- La réalisation pratique de la structure des réseaux de la quatrième génération (4G) basés sur la technique de combinaison MIMO-OFDM dans des villes pilotes de l'Algérie.

Bibliographie

- [1] Bahai, A. R. S.; Saltzberg, B.R.; Ergen, M., " Multi Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM," Springer, 2004.
- [2] Sun, Y. "Bandwidth-efficient wireless OFDM, " IEEE Journal on Selected Areas in Communications, volume 19, issue II, pp. 2267-2278, Nov 2001.
- [3] Goldsmith, A.; Jafar, S.A.; Jindal, N.; Vishwanath, S., "Capacity limits of MIMO channels," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, volume 21, issue 5, pp.684-702, June 2003.
- [4] Zheng, L.; Tse, O.N.C., "Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple antenna channels," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, pp. 1073-1096, May 2003.
- [5] Tarek BCHINI, "Gestion de la Mobilité, de la Qualité de Service et Interconnexion de Réseaux Mobiles de Nouvelle Génération", Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Juin 2010.
- [6] UIT Télécommunications, Global mobile-cellular subscriptions, total and per 100 inhabitants, 2001-2011, février 2012.
- [7] Afaq H. Khan, Mohammed A. Qadeer, Juned A. Ansari, Sariya Waheed, "4G as a Next generation Wireless Network", International Conference on Future Computer and Communication, Aligarh Muslim University, India, pp.334–338, 2009.
- [8] George Lawton, "4G: Engineering versus Marketing", <http://Computing Now.computer.org>, March 2011.
- [9] A. Prasina, M. Thangaraja, "Interoperability of Wireless Mesh and Wi-Fi network using FPGA for 4G Solutions", IEEE-International Conference on Recent Trends in Information Technology, Anna University, Chennai, pp.491–496, June 3-5, 2011.
- [10] Hongguang Zhang, Mohammed Boutabia, Hang Nguyen, Lingnan Xia, "field performance evaluation of voip in 4G trials", Institut Telecom SudParis, 978-1-61284-350-6,2011
- [11] Mohamad Salhani, "Modélisation et Simulation des Réseaux Mobiles de 4^{ème} Génération", Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Octobre 2008.
- [12] Mustafa Ergen, "Mobile Broadband Including WiMAX and LTE", Berkeley, CA USA, ISBN: 978-0-387-68189-4, Springer, 2009.
- [13] Stefan Parkvall, Eva Englund, Anders Furuskär, Erik Dahlman, Tomas Jönsson, Anthony Paravati, "LTE Evolution towards IMT-Advanced and Commercial Network Performance", Sweden, 978-1-4244-7006-8, pp.151-155, 2010.
- [14] Amitava Ghosh, Rapeepat Ratasuk, Bishwarus Mondal, Nitin Mangalvedhe, and Tim Thomas, Motorola Inc, "LTE-advanced: next-generation wireless broadband technology", IEEE Wireless Communications, pp.10-22, June 2010.

- [15] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Personal Communications*, volume 6, pp. 311-335, March 1998.
- [16] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel", In *Proceedings of the URSI International Symposium on Signal, Systems and Electronics (ISSSE)*, pp. 295-300, Pisa, Italy, September 29 - October 2 1998.
- [17] J. D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. Pentech Press, 1992.
- [18] Jonathan Letessier ; Performances théoriques de systèmes MIMO pré-égalisés et applications avec un simulateur de propagation 3D, Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2005
- [19] H. Bölcskei and A. J. Paulraj, "The Communications Handbook", 2nd Ed, Chapter 90: Multiple input multiple-output (MIMO) wireless systems. CRC Press, 2002.
- [20] V. Erceg, L. Greenstein, S. Tjandra, S. Parkoff, A. Gupta, B. Kulic, A. Julius and R. Bianchi, "An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(7):1205-1211, July 1999.
- [21] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang, "MIMO-OFDM wireless communications with matlab" John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2010
- [22] A. Mansour, C. Jutten, and P. Loubaton, "Adaptive subspace algorithm for blind separation of independent sources in convolutive mixture", *IEEE Transactions on Signal Processing*, 48(2):583-586, February 2000.
- [23] A. Wittneben, "Base station modulation diversity for digital simulcast", In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'91)*, pp. 848-853, May 1991.
- [24] M.A. Khalighi, K. Raoof, and G. Jourdain, "Capacity of wireless communication system employing antenna arrays", *Journal of Wireless Personal Communications*, No. 23, pp. 321-352, Kluwer academic publishers, 2002.
- [25] C. TOUNOU, Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts. Mesures de performances en environnement réel. PhD thesis, Université de Limoges, Octobre 2008.
- [26] F. Kaltenberger and S. Yang, "MIMO-algorithms for wireless LAN." *Wireless Congress*, Novembre 2005
- [27] Olivier BERDER. "optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi antennes ", L'université de Bretagne occidentale, 20 décembre 2002.
- [28] S.M. Alamouti. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8):1451-1458, October 1998.

- [29] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744–765, March. 1998.
- [30] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, July. 1999.
- [31] D. Gesbert and J. Akhtar, "Breaking the barriers of Shannon's capacity: An overview of MIMO wireless systems," *Telenor's Journal: Elektronik*, January 2002.
- [32] I. Ouachani, "Analyse de performance de systèmes de communications sans fil en exploitant micro- et macro- diversité," PhD thesis in automatism and signal processing, Université de Paris XI Orsay, 2005.
- [33] Claude Elwood. SHANNON: collected papers", N. J. A. Sloane and A. D. Wyner, Eds. IEEE Computer Society Press, 1993.
- [34] B. Holter, "On the capacity of the MIMO channel: A tutorial introduction. Trondheim, Norway : in Proceedings of the IEEE Norwegian Symposium on Signal Processing (NSSP), october 18-20 2001, pp. 167.172
- [35] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585.595, November 1999.
- [36] Hong-chuan.Y, Mohamed-slim. A, " Order Statistics in Wireless Communications: Diversity, Adaptation, and Scheduling in MIMO and OFDM Systems" Cambridge University Press 2011
- [37] Erik. Dahlman, Stefan. Parkvall, and Johan. Sköld, "4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband "Academic Press is an imprint of Elsevier, Oxford, OX5 1GB, UK, 2011
- [38] B. R. Saltzberg. Performance of an efficient parallel data transmission system. *IEEE Trans. Comm. Technol.*, 15:805–811, December 1967.
- [39] S.B.Weinstein and P.M. Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing using the Discrete Fourier Transform", *IEEE Trans. Commun. Technol.*, Vol. 19, n. 5, October 1971.
- [40] W. Akmouche. Etude et caractérisation des modulations multiporteuses OFDM. PhD thesis in electrical engineering, Université de Bretagne Occidentale, October 2000.
- [41] Pollet T., Moeneclaey M.; Jeanclaude I., Sari H.; « Carrier phase jitter sensitivity for single-carrier and multi-carrier QAM systems »; *IEEE Symposium on Communications and Vehicular Technology in the Benelux*, pp.174-181, November 1994.
- [42] stuber,G.L;barry,J.R; mcLaughlin,S.W.;Ye Li; Ingram, M.A;pratt,T.G.;"Broadband MIMO-OFDM wireless communications", *Proceeding of the IEEE*, Volume:92, issue:2,February 2004 pp. 271-294

- [43] H.yang, "A Road to future broadband wireless access: MIMO-OFDM based air interface," *IEEE communications Magazine*, Vol.43, No.1, pp 53-60, 2005
- [44] Seung H. H; Jae Hong Lee; "An overview of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for multicarrier transmission", *IEEE Wireless Communications* • April 2005
- [45] Désiré GUEL, "Etude de nouvelles techniques de réduction du « facteur de crête » à compatibilité descendante pour les systèmes multi porteuses", Thèse de Doctorat, Institut d'Electronique et Télécommunications de Rennes, 2009.
- [46] Shuangqing Wei, D.L. Goeckel, and P.E. Kelly. A modern extreme value theory approach to calculating the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM systems. In *Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on*, volume 3, pp. 1686 – 1690 vol.3, 2002
- [47] S. Litsyn and G.Wunder. Generalized bounds on the crest-factor distribution of OFDM signals with applications to code design. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 52(3):992 –1006, March 2006.
- [48] N. Dinur and D. Wulich. Peak-to-average power ratio in high-order OFDM. *Communications, IEEE Transactions on*, 49(6):1063 –1072, June 2001.
- [49] R. Van Nee and R. Prasad, "OFDM for wireless multimedia communications", universal personal communications, Artech House publishers, Chapter 6, January 2000.
- [50] M. Sharif, M. Gharavi-Alkhansari and B.H. Khalaj, "On the Peak-to-Average Power of OFDM Signal Based on Oversampling", *IEEE Transactions on Communications*, Vol 51, No 1, pp. 72-78, January 2003.
- [51] R. Van Nee and A. De Wild, "Reducing the peak-to-average power ratio of ofdm". In *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, 1998.
- [52] H. Ochiai and H. Imai. Performance of the deliberate clipping with adaptive symbol selection for strictly band-limited OFDM systems. *IEEE Journals on Selected Areas in Communications*, 18(11) :2270–2277, November 2000.
- [53] Jose Tellado. Peak to Average Power Ratio Reduction for Multicarrier Modulation. PhD thesis, University of Stanford, Stanford, 1999
- [54] Tao Jiang and Guangxi Zhu. Nonlinear companding transform for reducing peak-to average power ratio of OFDM signals. *Broadcasting, IEEE Transactions on*, 50(3):342 – 346, September 2004.
- [55] S. B. Slimane. Reducing the peak-to-average power ratio of ofdm signal through precoding. *IEEE Trans Vehicular Technology*, 56(2) :686–695, March 2007.
- [56] R.W. Bauml, R.F.H. Fisher and J.B. Huber, Reducing the peak-to average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping[J] *IEEE Electronic Letter*, 1996, 32(22): 2056-2057.

- [57] S.H. Muller and J.B. Huber, OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences [J]. IEEE Electronic Letter, 1997, 33(5): 368-369.
- [58] D.W Lim, S.J.Heo and J.S.No, A new PTS OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2006, 52(1): 77-82.
- [59] P. Mukunthan and, P Dananjayan," P APR Reduction based on a Modified PTS with Interleaving and Pulse Shaping method for STBC MIMO-OFDM System", IEEE ICCCNT'12 , 26th _28th July 2012,Coimbatore, India
- [60] Yun Li, Mingyu GaoA and Zhiqiang Yi, Cooperative and Alternate PTS Scheme for PAPR Reduction in STBC MIMO-OFDM System. International Conference on Communication Technology (ICCT) IEEE 2012: 268-272
- [61] A.D.S. Jayalath, C.Tellambura and H.Wu. Reduced complexity PTS and new phase sequences for SLM to reduce PAP of an OFDM signal[C]. In Proceedings of IEEE 51st Vehicular Technology Conference, 2000, 3(3): 1914-1917.
- [62] Wang L., Liu J., Cooperative PTS for PAPR reduction in MIMO OFDM [J]. IEEE Electronic Letter, March 2011, 47(5): 351-352.
- [63] Xu Yan, Wang Chunli and Wang qi. Research of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Improved Algorithm for MIMO-OFDM System[C]. CISE2009: 171-175.

يعتبر نظام (MIMO-OFDM) طريقه إرسال جذابة في أنظمة الاتصالات ذات التدفق العالي. (MIMO-OFDM) أصبحت تكنولوجيا واعدة في الكفاءة العالية للجيل الرابع 4G للنطاق العريض للاتصالات اللاسلكية. كما هو الحال بالنسبة ل OFDM, من مساوي MIMO-OFDM هو نسبة الطاقة العظمى على الطاقة المتوسطة PAPR المرتفع عند خروج الإشارة من المرسل لمختلف الهوائيات. اهتمنا في دراستنا بهذه الأخيرة وعليه قمنا بإظهار طريقة PTS لتخفيض PAPR. تعتبر PTS طريقة مثلى في الفعالية في تخفيض PAPR. وفي الختام, قمنا باقتراح خوارزمية جديدة من أجل حل إشكالية PAPR.

كلمات مفتاحية : 4G, PTS, PAPR, OFDM, MIMO

Résumé

La technique (MIMO- OFDM) est une technique de transmission attractive pour les systèmes de communication à haut débit. Elle est devenue une technologie prometteuse pour les communications sans fil haute performance 4G à large bande. L'inconvénient principal de MIMO-OFDM est le rapport élevé de la puissance crête à puissance moyenne (PAPR) du signal à la sortie des émetteurs sur les différentes antennes. Nous nous sommes intéressés à l'étude de la réduction du PAPR dans un contexte MIMO-OFDM. A cet effet nous avons développé la méthode PTS "Partial Transmit Sequence". L'approche (PTS) offre des performances optimales en terme de réduction du PAPR. Un nouvel algorithme concernant la réduction du PAPR est proposé.

Mot clés : MIMO, OFDM, PAPR, PTS.4G

Abstract

MIMO-OFDM is an attractive transmission technique for high-bit-rate communication systems. MIMO-OFDM has become a promising technology for high performance 4G broadband wireless communications. However, like OFDM, one main disadvantage of MIMO-OFDM is the high Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) of the transmitter's output signal on different antennas. We were interested in the study of the PAPR reduction in a MIMO-OFDM context. Consequently, we developed the method of PTS "Partial Transmit Sequence". The (PTS) approach provides optimal performance for PAPR reduction. In order to solve the PAPR problem a new algorithm is proposed.

Keywords: MIMO, OFDM, PAPR, PTS, 4G