



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

**UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID - TLEMCEM**

FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DU GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE  
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS

**MEMOIRE**

Pour l'obtention du

**DIPLOME DE MAGISTER**

**Spécialité : Télécommunications**

**BAKIR HADJ ALI**

**Exploitation de l'association des techniques MIMO-  
OFDM pour la transmission dans les réseaux locaux  
sans fil**

**Soutenu en 2012 devant le jury composé de :**

**Mr. S. M. MERIAH**

**Mr. M. ABRI**

**Mr. S. M. BAHRI**

**Mr. BENDIMERAD Fethi Tarik**

**Mlle. DEBBAT Fatima**

Prof, à l'Université de Tlemcen

MC, à l'Université de Tlemcen

MC, à l'Université de Tlemcen

Prof, à l'Université de Tlemcen

MC, à l'Université de Mascara

Président du jury

Examineur

Examineur

Encadreur

Co-Encadreur

## Remerciements

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'un projet de recherche mené au niveau du Laboratoire de Télécommunications (LTT), Département de Génie Electrique et Electronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen, intitulé : « *l'exploitation de l'association des techniques MIMO-OFDM pour la transmission dans les réseaux locaux sans fil* » sous la direction de Monsieur **F. T. BENDIMERAD**, Professeur à l'Université de Tlemcen.

Je tiens tout particulièrement à remercier. Mon directeur de thèse, Monsieur **F. T. BENDIMERAD**, Professeur à l'université de Tlemcen Aboubaker Belkaid pour l'intérêt qu'il a accordé à mes travaux, ainsi que pour ses conseils et ses encouragements.

Je souhaite également remercier mon encadrante, **Mlle F. DEBBAT**, Maitre de conférences à l'Université de Mascara pour ses conseils éclairés, sa disponibilité et son soutien qui m'ont permis de mener à bien ce travail

J'adresse dans un second temps mes remerciements aux rapporteurs de cette mémoire:

Monsieur **S. M. MERIAH** Professeur à l'Université de Tlemcen pour l'honneur qu'il m'a fait de bien vouloir présider ce jury de mémoire J'aimerais lui manifester ma profonde gratitude pour sa disponibilité et son attention.

Monsieur **M. ABRI** Maitre de conférences à l'Université de Tlemcen qui m'a fait l'honneur de participer à ce jury et me faire part de leur sentiment sur mon travail.

Monsieur **S. M. BAHRI** Maitre de conférences à l'Université de Tlemcen qui me fait l'honneur d'être membre du Jury.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance aux personnes qui m'ont aidée, encouragée, soutenue, pour mener à bien ce travail de mémoire.

J'adresse mes remerciements aussi à mes amis de la promotion 2010-2012, pour l'excellente ambiance qu'ils ont su régner durant les deux années.

Merci enfin à mes parents pour m'avoir toujours soutenu au long de ma carrière d'étude à qui je dois beaucoup de respect et d'admiration,

*Merci à tous...*

## Abstract

Through this research, we are interested by MIMO (multiple input multiple output) telecommunications systems in spatial multiplexing combined with the context OFDM. The scope of this research work can also be the stationary applications (ex: WiFi, IEEE) as mobile applications (ex: LTE, 3GPP).

It is now common knowledge that multiple input multiple output (MIMO) channels using multiple antennas, both at the transmitter and receiver, allow an improvement in the quality and data rates in wireless communication. Space-time (ST) coding offers an attractive means of achieving a high data rate with diversity and coding gains. So far, ST codes have mainly been designed for frequency-flat channels. However, the decreasing duration of symbols for higher rates gives rise to frequency-selective propagation effects.

One efficient approach for dealing with frequency-selective fading channels is to use multicarrier (MC) modulation, known as orthogonal frequency division multiplexing (OFDM).

The combination of MIMO and OFDM can exploit the advantages of both methods: the strength of binding of selective frequency channels for OFDM robustness to uncorrelated channels in space for Coded MIMO.

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

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

---

**Key words:** multiple antennas, diversity, multipath channels, OFDM, space time block codes, wireless communication.

## Résumé

Dans le cadre de ce travail de recherche, nous nous sommes intéressés à un système de télécommunications MIMO (multiples input multiple output) à multiplexage spatial dans un contexte OFDM. Le domaine d'application de ces travaux de recherches peuvent être aussi les applications fixes (ex: WIFI, IEEE) que les applications mobiles (ex : LTE, 3GPP).

Il est à présent reconnu que les systèmes MIMO ("multiple input multiple output"), consistant en l'utilisation de plusieurs antennes en émission et en réception, permettent une amélioration de la fiabilité et des débits dans la communication sans fil. Le codage spatio-temporel (ST) offre un moyen attractif d'atteindre de hauts débits avec des gains de diversité et de codage.

Une approche efficace pour traiter les canaux sélectifs en fréquence est l'utilisation de la modulation multiporteuse (MC, "multicarrier"), connue sous le nom de OFDM ("orthogonal frequency division multiplexing").

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

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

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

---

**Mots clés :** Système multi antennes, diversité, canal multi trajets, OFDM, code espace-temps en bloc (STBC), communication sans fil.

# Table des matières

Remerciements .....	i
Résumé .....	iii
Abstract .....	iv
Table des matières .....	v
Table des figures .....	iX
Acronymes et abréviations .....	Xii
<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : La transmission Radio mobile</b>	
<b>I.1 Introduction .....</b>	<b>5</b>
<b>I.2 Chaîne de transmission numérique .....</b>	<b>5</b>
I.2.1 Codage de source et codage de canal .....	6
I.2.2 Codage binaire à symbole (CBS) .....	7
I.2.3 Codage symbole à signal (CSS).....	8
I.2.4 Canal, réception et démodulation .....	9
I.2.5 Décodage symbole à signal .....	10
I.2.6 Décodage binaire à symbole, décodage de canal et décodage source .....	10
<b>I.3 Généralités sur le canal radio-mobile .....</b>	<b>11</b>
I.3.1 Analyse des évanouissements à petite échelle.....	13
I.3.1.1 Caractérisation de l'étalement temporel .....	14
I.3.1.2 Evolution temporelle du canal : effet Doppler.....	15
I.3.1.3 Canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG) .....	15
I.3.1.4 Canal avec évanouissement et bruit additif blanc Gaussien : (canal de Rayleigh) .....	16
I.3.1.5 Modèle de canal à trajets multiples .....	17
I.3.2 Méthodes pour combattre les distorsions .....	18
<b>I.4 Notions de diversité .....</b>	<b>19</b>
I.4.1 Types de diversité .....	19
I.4.1.1 Diversité temporelle .....	19

I.4.1.2 Diversité fréquentielle.....	20
I.4.1.3 Diversité de polarisation.....	21
I.4.1.4 Diversité spatiale.....	21
<b>1.5 Techniques d'accès avancées .....</b>	<b>22</b>
1.5.1 Accès multiple par répartition de code (CDMA) .....	22
1.5.2 Modulation multi porteuse de type OFDM.....	23
1.5.3 La technique MC-CDMA .....	23
<b>I.6 Conclusion .....</b>	<b>24</b>

## **Chapitre II : La technologie de MIMO**

<b>II.1- Introduction .....</b>	<b>26</b>
<b>II.2 - Introduction aux systèmes MIMO .....</b>	<b>26</b>
II.2.1 Modèle de canal MIMO.....	28
II.2.2 Les différents types de codage MIMO.....	28
II.2.3 Capacité d'un canal MIMO.....	30
<b>II.3 Les techniques de multiplexage spatial .....</b>	<b>35</b>
II.3 .1 Architecture H-BLAST .....	35
II.3 .2 Architecture V-BLAST .....	36
II.3.3 Architecture D-BLAST .....	37
<b>II.4 Le codage spatio-temporel .....</b>	<b>38</b>
II.4.1 Construction des codes.....	38
II.4.2 Hypothèses .....	39
II.4.3 Critères de construction des codes espace-temps .....	40
II.4.4 Architecture générale d'un système de codage spatio-temporel....	42
II.4.5 Différentes Classes des codes spatio-temporelle .....	43
II.4.5.1 Codes ST en Treillis.....	43
II.4.5.2 Codes ST en blocs.....	45
II.4.6 Codes ST orthogonaux.....	45
II.4.6.1 Code d' Alamouti.....	46
II.4.6.2 Généralisation du code d' Alamouti.....	47
II.4.7 Codes spatio tempo fréquentiels (STF) .....	48
<b>II.5 Algorithmes de décodage associés aux techniques MIMO.....</b>	<b>50</b>
II.5.1 L'égaliseur de forçage à zéro (ZF).....	50

II.5.2 L'égaliseur minimisant l'erreur quadratique moyenne (MMSE)...	51
II.5.3 L'égaliseur à annulations successives d'interférences ordonnées.	51
II.5.4 L'égaliseur à Maximum de Vraisemblance.....	53
II.5.5 Le décodage par sphère.....	53
<b>II.6 Applications envisagées.....</b>	<b>53</b>
<b>II.7 Compatibilité avec les techniques d'accès multiple.....</b>	<b>54</b>
<b>II.8 Conclusion .....</b>	<b>55</b>

## **Chapitre III : L'association de MIMO-OFDM**

<b>III -1 Introduction .....</b>	<b>57</b>
<b>III.2 Présentation de l'OFDM.....</b>	<b>57</b>
III.2.1 Principe de l'OFDM.....	58
III.2.2 Notion d'orthogonalité.....	60
III.2.4 Préservation de l'orthogonalité (Intervalle de garde).....	61
III.2.4 Schéma bloc d'un système OFDM.....	62
III.2.5 Modèle de signaux et adaptation.....	64
<b>III.3 Approche de l'association MIMO/OFDM.....</b>	<b>67</b>
III.3.1 Idées de base.....	67
III.3.2 Principe de l'approche proposée.....	67
III.3.3 Démonstration du modèle théorique équivalent.....	69
<b>III.4 performances de BLAST-OFDM.....</b>	<b>71</b>
<b>III.5 Application des codes espace-temps aux systèmes MIMO/OFDM...</b>	<b>73</b>
III.5.1 État de l'art sur les codes STF-OFDM .....	73
III.5.2 Comment appliquer les codes STF aux systèmes MIMO/OFDM	75
<b>III.6 conclusion.....</b>	<b>78</b>

## **Chapitre IV : Simulation des systèmes étudié**

<b>IV.1 Introduction .....</b>	<b>80</b>
<b>IV.2 Les réseaux sans fil .....</b>	<b>80</b>
<b>IV.3 Définitions .....</b>	<b>81</b>
IV.3 .1 Réseaux locaux sans fil (WLAN) .....	82
IV.3 .1.1 Le Wi-Fi .....	83
<b>IV.4 La norme IEEE 802.11.....</b>	<b>84</b>
IV.4.1 Historique de la norme IEEE 802.11 .....	84



<b>IV.4.2 Les couches physiques de la norme IEEE 802.11</b> .....	86
IV.4.2 .1 La couche physique .....	86
<b>IV.5 La norme 802.11N</b> .....	88
IV.5.1 La norme 802.11n et ses « drafts » .....	88
IV.5 .2 Un meilleur débit et une plus grande portée .....	88
IV.5 .3 Les principales améliorations du 802.11n .....	89
<b>IV.5 Résultats de simulation</b> .....	89
IV.5.1 La capacité des systèmes (SISO- SIMO- MIMO) .....	89
IV.5.2 la différence de BER entre MIMO-OFDM et SISO-OFDM .....	91
IV.5.3 BER pour un système MIMO-OFDM avec variation du nombre de porteuses .....	92
IV.5.4 taux d'erreur binaire pour un codage de type Alamouti .....	93
IV.5.5 BER et SER du code STBC orthogonale .....	94
IV.5.6 BER du code STBC orthogonale avec une diversité spatiale variable.....	97
IV.5.7 Influence du type de codage sur le BER .....	99
IV.5.6 Etude du 802.11n associé avec le MIMO-OFDM .....	99
<b>IV.6 Conclusion</b> .....	100
<b>Conclusion générale</b> .....	103
Annexe .....	105
Bibliographie .....	113

## Table des figures

<b>Figure I-1</b>	: Schéma bloc d'une chaîne de transmission numérique.....	6
<b>Figure I-2</b>	: Exemples de constellations.....	8
<b>Figure I-3</b>	: Frontières des zones de décision sur les constellations MDP8 et MAQ16.....	10
<b>Figure I-4</b>	: Modèle d'un système canal simple.....	11
<b>Figure I-5</b>	: Les types d'interactions d'une onde électromagnétique avec le milieu.....	13
<b>Figure I-6</b>	: Illustration du phénomène de trajets multiples sur le canal radio-mobile.....	14
<b>Figure I-7</b>	: Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien.....	16
<b>Figure I-8</b>	: Distribution du module d'une variable gaussienne complexe (Rayleigh) de variance unitaire.....	18
<b>Figure I-9</b>	: Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels.....	20
<b>Figure I-10</b>	: Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels.....	21
<b>Figure I-11</b>	: Principe du CDMA.....	23
<b>Figure I-12</b>	: Principe de l'OFDM.....	24
<b>Figure II-1</b>	: Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.....	27
<b>Figure II-2</b>	: Schéma d'un système de transmission MIMO.....	28
<b>Figure II-3</b>	: Système SISO.....	31
<b>Figure. II.4</b>	: Système SIMO.....	32
<b>Figure II-5</b>	: Capacité des systèmes SIMO et MIMO par rapport au système SISO.....	34
<b>Figure II-6</b>	: Variation de la capacité dans un système SIMO et MIMO en fonction du nombre d'antennes.....	35
<b>Figure II.7</b>	: Architecture d'un émetteur H-BLAST.....	36
<b>Figure II-8</b>	: Schéma représentant le processus d'un émetteur H-BLAST.	36
<b>Figure II-9</b>	: Architecture d'un émetteur V-BLAST.....	36

<b>Figure II-10</b>	: Schéma représentant le processus d'un émetteur V-BLAST	37
<b>Figure II-11</b>	: Architecture d'un émetteur D-BLAST.....	37
<b>Figure II-12</b>	: Schéma représentant le processus d'un émetteur D-BLAST.	37
<b>Figure II-13</b>	: Introduction du mappeur/démappeur spatio-temporel à l'émission/réception.....	38
<b>Figure II-14</b>	: Effets du gain de diversité et de codage sur la courbe de probabilité d'erreur.....	42
<b>Figure II-15</b>	: Schéma du codage spatio-temporel.....	43
<b>Figure II-16</b>	: Exemple de code ST en Treillis à 8 états.....	44
<b>Figure II-17</b>	: schémas bloc d'un codeur spatio-fréquentiel.....	49
<b>Figure II-18</b>	: Codage spatio-tempo fréquentiel dans l'OFDM.....	49
<b>Figure II-19</b>	: Algorithme de détection OSIC.....	52
<b>Figure III-1</b>	: Comparaison des systèmes multi-porteuses et mono-porteuses.....	58
<b>Figure III-2</b>	: Symbole OFDM.....	59
<b>Figure III-3</b>	: N sous-porteuses orthogonales pour un système OFDM.....	60
<b>Figure III-4</b>	: Intervalle de garde (Préfixe cyclique).....	62
<b>Figure III-5</b>	: Schéma bloc d'un système OFDM.....	63
<b>Figure III-6</b>	: Densité spectrale de puissance de la transmission OFDM à l'émission.....	63
<b>Figure III-7</b>	: signal à l'entrée du récepteur OFDM.....	64
<b>Figure III-8</b>	: Principe du système BLAST/OFDM.....	69
<b>Figure III-9</b>	: Système équivalent de l'association MIMO/OFDM.....	71
<b>Figure III-10</b>	: Capacités (bit/s/Hz) d'un système de transmission MIMO-OFDM sur canal UHF COST 207 pour les modulations MAQ-16, 256 et 4096.....	72
<b>Figure III-11</b>	: TEB pour les modulations MAQ-4, 16, et 256.....	73
<b>Figure III-12</b>	: Modèle du système MIMO/OFDM utilisant un codage spatio- tempo- fréquentiel.....	76
<b>Figure. IV.1</b>	: Débit et portée des principaux standards de réseaux sans-fil	82
<b>Figure. IV.2</b>	: Exemple d'architecture d'un réseau câblé "traditionnel" associé à un réseau sans fil .....	83
<b>Figure. IV.3</b>	: Réseaux LAN en infrastructure et en mode ad-hoc .....	84

<b>Figure. IV.4</b>	: Architecture logique IEEE 802.11 .....	86
<b>Figure. IV.5</b>	: Répartition des canaux (1) dans la bande ISM, (2) dans la bande 5GHz .....	87
<b>Figure. IV.6</b>	: comparaison entre la capacité du SISO, SIMO, MIMO en fonction du SNR .....	90
<b>Figure. IV.7</b>	: comparaison entre MIMO-OFDM et SISO-OFDM .....	91
<b>Figure. IV.8</b>	: Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour un canal MIMO-OFDM sous un nombre de porteuses variable .....	92
<b>Figure. IV.9</b>	: taux d'erreur binaire du code Alamouti en d'ordre de constellation PSK différent ( $N_t=2$ $N_r=1$ ) .....	93
<b>Figure. IV.10</b>	: taux d'erreur binaire du code Alamouti en d'ordre de constellation PSK différent ( $N_t=2$ $N_r=2$ ) .....	94
<b>Figure. IV.11</b>	: taux d'erreur par symbole et par bit du code STBC orthogonale ( $N_t=3$ $N_r=4$ ) .....	95
<b>Figure. IV.12</b>	: taux d'erreur par symbole et par bit du code STBC orthogonale ( $N_t=1$ $N_r=3$ ) .....	96
<b>Figure. IV.13</b>	: le Taux d'erreur binaire du code STBC avec nombre d'antenne différent en émission .....	97
<b>Figure IV.14</b>	le Taux d'erreur binaire du code STBC avec nombre d'antenne différent en réception .....	98
<b>Figure IV.15</b>	: la différence entre un code Alamouti et STBC .....	99
<b>Figure IV.16</b>	: Taux d'erreur binaire du MIMO-OFDM en fonction du SNR sous wifi 802.11n .....	100

## Acronymes et Abréviations

<b>ADSL</b>	: Asymmetric Digital Subscriber Line
<b>ARQ</b>	: Automatic Repeat Request
<b>BBAG</b>	: bruit blanc additif gaussien
<b>BLAST</b>	: Bell Labs Layered Space-Time
<b>BER</b>	: Bit Error Rate
<b>BPSK</b>	: Binary Phase shift keying
<b>CBS</b>	: codeur binaire à symbole
<b>CDMA</b>	: Code Division Multiple Access
<b>CCETT</b>	: Centre Commun d'Etudes de Télécommunications et Télédiffusion
<b>COFDM</b>	: coded orthogonal frequency Division Multiplexing
<b>CSI</b>	: connaissance de l'état du canal
<b>CSS</b>	: codeur symbole à signal
<b>CST</b>	: codage spatio-temporel
<b>CSTB</b>	: codes spatio-temporels en bloc
<b>DAB</b>	: Digital Audio Broadcasting
<b>D-BLAST</b>	: Diagonal Bell Labs Advanced Space Time
<b>DSSS</b>	: Direct Sequence Spread Spectrum
<b>DFT</b>	: Discret Fourier Transform
<b>DVB</b>	: Digital Vidéo Broadcasting
<b>DVB-T</b>	: Digital Video Broadcasting-Terrestrial
<b>FEC</b>	: Forward Error Correction
<b>FHSS</b>	: Frequency Hopping Spread Spectrum
<b>IES</b>	: interférence entre symbole

<b>IR</b>	: Infra Red
<b>LLC</b>	: Logical Link Control
<b>LNA</b>	: Low Noise Amplifier
<b>MAC</b>	: Media Access Control
<b>MC-CDMA</b>	: Multi Carrier-Code Division Multiple Access
<b>MIMO</b>	: Multiple Input Multiple Output
<b>MISO</b>	: Multiple-Input Single-Output
<b>ML</b>	: maximum likelihood
<b>MMSE</b>	: Minimum Mean Square Error
<b>MRC</b>	: Maximum Ratio Combiner
<b>OFDM</b>	: Orthogonal frequency Division Multiplexing
<b>OFDMA</b>	: Orthogonal frequency Division Multiplexing access
<b>OSIC</b>	: Ordered Successive Interference Cancellations
<b>PSK</b>	: Phase shift keying
<b>QAM</b>	: Quadrature Amplitude Modulation
<b>QPSK</b>	: Quadrature Phase shift keying
<b>RF</b>	: radio-fréquence
<b>RSB</b>	: Le rapport signal sur bruit
<b>SD</b>	: Sphere Decoder
<b>SDM</b>	: Spatial Division Multiplexing
<b>SIMO</b>	: Single-Input Multiple-Output
<b>SISO</b>	: Single Input Single Output
<b>SNR</b>	: Signal to Noise Ratio
<b>SST</b>	: Spread SpectrumTechnology
<b>STB</b>	: Spatio-temporels en Bloc

<b>STBC</b>	: Space-Time Bloc Code
<b>STF</b>	: Codes spatio tempo fréquentiels
<b>STT</b>	: Spatio-temporels en Treillis
<b>STTC</b>	: space time treillis coding
<b>ULA</b>	: Uniform Linear Array
<b>V-BLAST</b>	: Vertical-Bell Labs Advanced Space Time
<b>H-BLAST</b>	: Horizontal-Bell Labs Advanced Space Time
<b>WECA</b>	Wireless Ethernet Compatibility Alliance
<b>Wi-Fi</b>	: Wireless Fidelity
<b>Wi-Max</b>	:Worldwide Interoperability for Microwave Access
<b>WLAN</b>	: Wireless Local Area Network
<b>WMAN</b>	: Wireless Metropolitan Area Network
<b>WPAN</b>	: Wireless Personal Area Network
<b>ZF</b>	: Zero Forcing



# Introduction Générale

La mise en œuvre de réseaux d'accès radio à débits variables et de plus en plus élevés va permettre d'élargir l'offre des services aux utilisateurs (téléphonie, vidéo, transmissions de données multimédia, Internet...). Cette évolution a conduit à la recherche de nouvelles techniques pour optimiser l'utilisation du spectre radio qui est une ressource rare. L'emploi de la modulation OFDM dans une large gamme d'applications (DAB, DVB-T, HIPERLAN, 802.11x) et de la technique d'accès DS-CDMA dans les réseaux mobiles de 3ème génération, conduisent à envisager de combiner ces deux techniques (MC-CDMA, "Multi Carrier" CDMA) dans les systèmes de 4ème génération afin de profiter de leurs avantages.

La technique multi-antenne dans les systèmes de communication numérique (MIMO) sans fil augmente considérablement la capacité du canal de propagation. Cette technologie connaît un essor important ces dernières années. La dimension spatiale permet de réaliser du multiplexage pour répondre aux fortes contraintes de débit des applications multimédia. Cette dimension spatiale peut également être exploitée pour profiter de la diversité, auquel cas on favorise la robustesse de la liaison. On utilise pour cela des techniques de codage appropriées comme le codage temps-espace. Les techniques MIMO sont déjà utilisés dans les systèmes 802.11n.

En comparant la diversité spatiale aux autres types de diversité : temporelle et fréquentielle, il est à noter que l'utilisation de l'une des deux dernières techniques de diversité est plus coûteuse en termes de ressources de traitement utilisées. En effet, la mise en œuvre de la diversité temporelle et/ou de la diversité fréquentielle nécessite respectivement plus de temps de transmission et/ou de bande fréquentielle.

Le codage Espace-Temps (ST) consiste à concevoir des codes pour les systèmes radio à antennes multiples en introduisant une dépendance entre le domaine spatial et temporel dans le but d'apporter, sans sacrifier la bande passante, une diversité spatiale et un gain de codage. Un code ST est caractérisé par son rendement, son ordre de



diversité et son gain de codage. Il existe dans la littérature une multitude de codes ST dont nous citons le fameux code d' Alamouti, déjà intégré dans la norme UMTS.

Le fait que la modulation OFDM est de plus en plus adoptée a motivé son utilisation dans les systèmes MIMO. Cette technique possède l'avantage de transformer un canal à bande large sélectif en fréquence en un groupe de canaux à bandes étroites non-sélectifs en fréquence, ce qui rend la modulation OFDM plus robuste face aux retards de propagation en permettant de préserver l'orthogonalité dans le domaine fréquentiel. De plus, l'ingénieuse idée d'introduire le préfixe cyclique réduit la complexité du récepteur : les étapes de démodulation et d'égalisation sont réduites à l'application de la FFT et à une simple égalisation scalaire par porteuse.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à l'étude des systèmes MIMO utilisant la modulation OFDM afin de profiter de la diversité fréquentielle et d'améliorer les performances des systèmes de transmission par une exploitation optimale de la diversité spatiale présente. Les codes espaces temps répondent bien à cette attente.

Comme contexte d'étude, nous nous concentrons essentiellement sur la couche physique des réseaux locaux sans-fils WLAN, vu l'importance des applications destinée à ce type de réseaux. Lors de ces dernières années les réseaux locaux sans-fils sont devenus de plus en plus répandus, leur utilisation ne se limite plus à des minorités (entreprises, sociétés, administrations) mais elle est devenue destinée à la grande consommation. Parmi les applications les plus courantes nous citons le wifi, l'internet rural, etc.

Le mémoire s'articule en 4 chapitres :

1. Le premier chapitre donne la description d'une chaîne classique de transmissions numériques. Les différents modèles de canaux rencontrés en pratique seront examinés, notamment les canaux à évanouissements de Rice et de Rayleigh qui caractérisent le mieux les communications radio-mobiles.
2. Le deuxième chapitre porte sur l'étude des différentes architectures MIMO, c'est-à-dire les codages spatio-temporels en blocs ou en treillis ainsi que les systèmes basés sur le multiplexage spatial ont été présentées.
3. Le troisième chapitre présente en premier lieu les techniques de modulations multi porteuses (l'OFDM). Ensuite, l'étude d'une famille de structures de transmission MIMO-

OFDM, de complexité raisonnable, est construite en se basant sur la norme actuelle et les techniques MIMO existantes.

4. Le quatrième chapitre sera consacré à la simulation de capacité des différents schémas d'un système MIMO ('SISO, SIMO, MIMO') et la simulation d'une chaîne de transmission MIMO-OFDM sous un nombre de porteuse variable. A la fin du chapitre nous étudierons l'application MIMO-OFDM à un réseau sans fil WIFI version IEEE802.11n sous les paramètres de sa couche physique.

La conclusion et les perspectives sur ce travail terminent ce document.

## I.1 Introduction

Le canal de transmission radio-mobile est sans doute l'un des médias de communication les plus variables et les plus incontrôlables. Les ondes radioélectriques, parce qu'elles se propagent en traversant l'espace, sont sujettes aux nombreuses irrégularités de morphologie du terrain, des caractéristiques électromagnétiques, de température, d'humidité, du milieu traversé, etc.

L'objectif de ce chapitre est d'introduire quelques généralités sur les communications numériques radio-mobiles qui serviront à la bonne compréhension de la suite de ce manuscrit. Nous allons dans un premier temps décrire le fonctionnement d'une chaîne de transmission numérique, de la source d'information binaire au destinataire, par les étapes successives de codage, de modulation, de transmission dans un canal physique et de démodulation. Ensuite, après avoir caractérisé les phénomènes de propagation de l'onde émise sur le canal radio-mobile, nous précisons le modèle équivalent des canaux à évanouissements que nous avons retenu. Nous ferons ensuite un inventaire rapide des techniques de diversité qui permettent de combattre les évanouissements et les distorsions provoquées par les canaux de transmission, amenant ainsi aux concepts des systèmes multi-antennes et de la technique de la modulation multi-porteuse. A la fin du chapitre les modulations multi-porteuses sont présentées.

## I.2 Chaîne de transmission numérique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. Le principe du système de transmission est alors d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible.

Dans la suite, nous allons nous intéresser à une chaîne de transmission radio-fréquence (RF) qui se compose de trois blocs principaux : l'émetteur, le canal de transmission et le récepteur. La **figure I.1** montre le schéma bloc d'une telle chaîne où les détails sont adaptés à notre étude : émetteur avec les codeurs de source et de canal, le codeur binaire à symbole (CBS), le

codeur symbole à signal (CSS), et le canal de transmission plus bruit  $b(t)$ . En réception, le signal reçu est amplifié par un amplificateur faible bruit (LNA 'Low Noise Amplifier'), démodulé et décodé [4].

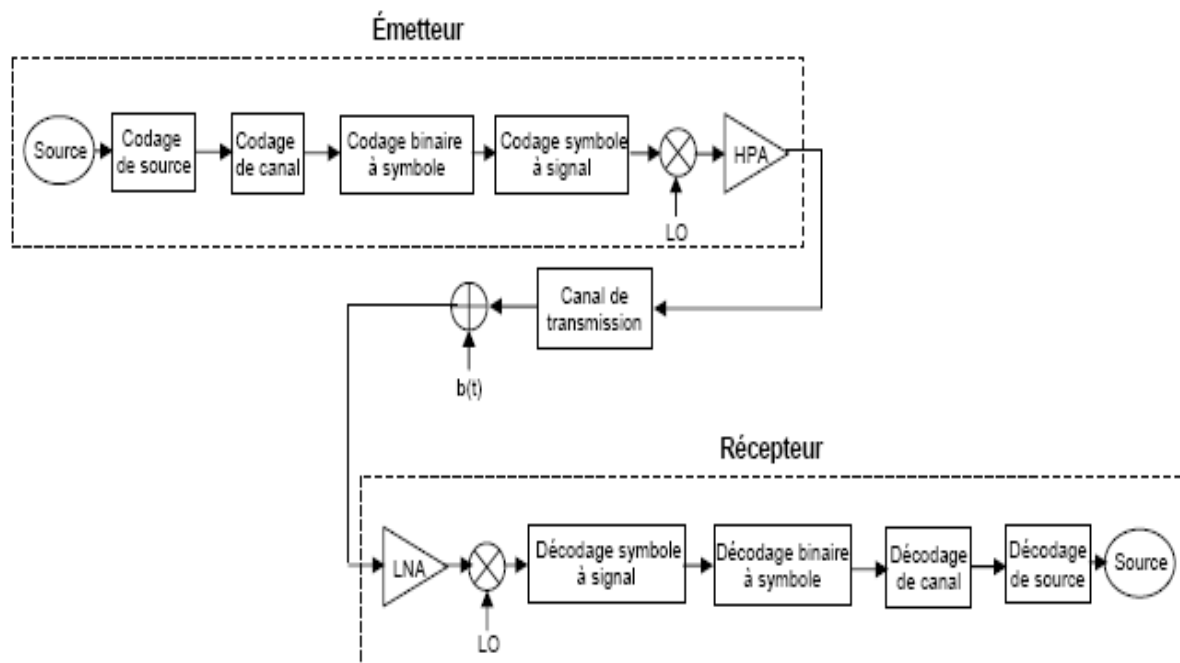


Figure. I.1 : Schéma bloc d'une chaîne de transmission numérique

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

### I.2.1 Codage de source et codage de canal

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

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

En pratique des erreurs peuvent se produire durant la communication, et elles sont principalement dues au bruit et aux interférences produites par le canal de transmission lui-même. Pour y remédier, on utilise un codage correcteur d'erreurs : des bits de redondance

sont ajoutés aux informations numériques à transmettre, et ceux-ci permettent au récepteur de détecter et/ou corriger des erreurs. Ces codes ne sont pas abordés dans ce document, mais le lecteur intéressé peut se référer à [1].

### I.2.2 Codage binaire à symbole (CBS)

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

$$C_k \in \{-A, A\} \quad (I.1)$$

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

$$c_K \in \{-3A, -A, A, 3A\} \quad (I.2)$$

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

$$C_k \in \left\{ A e^{(2k+1)\frac{\pi}{m} + \varphi_0}, k = 0 \dots m - 1 \right\} \quad (I.3)$$

où  $\varphi_0$  est la phase du premier symbole et  $m$  est une valeur de la forme  $2^n$ . Ainsi chaque symbole  $c_k$  code  $n$  bits et on note MDPm une modulation de phase à  $m$  états (mPSK). Enfin, il est possible de coder de l'information à la fois dans les parties réelles et imaginaires du symbole  $c_k$ . Cette technique est appelée modulation d'amplitude en quadrature, et est notée

MAQm (*mQAM*). Les MAQ les plus courantes utilisent le même codage sur les deux parties réelles et imaginaires. Dans ce cas  $m$  est de la forme  $2^{2n}$ , et chaque symbole code  $2^n$  bits :  $n$  bits dans la partie réelle, et  $n$  dans la partie imaginaire. Par exemple la modulation MAQ16 utilise deux modulations d'amplitude à 4 états :

$$C_k = a_k + ib_k \quad , \quad a_k, b_k \in \{-3A, -A, A, 3A\} \quad (I.4)$$

Un codage binaire peut se représenter de manière graphique, appelée constellation, dont chaque point correspond à un symbole  $c_k$ , à côté duquel on indique éventuellement la donnée numérique que le symbole code. Par exemple les constellations des codages MDP8 et MAQ16 peuvent être représentées de la forme illustrée sur la **figure I.2**, dans le cadre d'un codage de Gray [2].

### I.2.3 Codage symbole à signal (CSS)

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

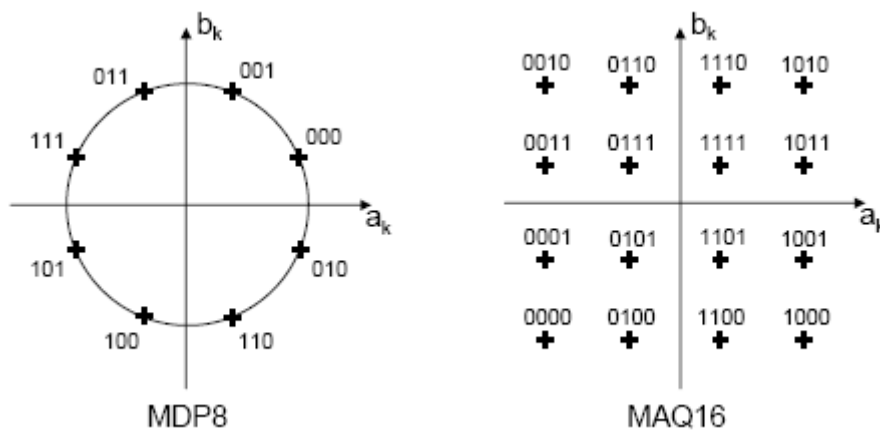


Figure. I.2 : Exemples de constellations

Cet étage comprend généralement des opérations d'adaptation du rythme d'échantillonnage, de filtrage et de conversion numérique analogique (CNA). La forme d'onde la plus naturelle serait la fonction porte de largeur  $T$  puisqu'elle n'engendre aucune superposition des symboles et ne nécessite pas de dispositif complexe de synchronisation des

instants d'échantillonnage. La contrepartie de ce type de fonction aux variations brutales réside dans son grand encombrement spectral. En fait, il s'agit de trouver des formes d'onde permettant de limiter la largeur de bande tout en vérifiant le critère de Nyquist [3] (forme d'onde pouvant s'étaler sur plusieurs  $T$  pourvu qu'elle soit nulle aux instants d'échantillonnage, afin d'éviter les interférences entre symboles IES). Ce choix doit tenir compte de la complexité de réalisation mais aussi de la sensibilité à l'instant d'échantillonnage. Une fonction assez souple répondant à ces critères, et en conséquence souvent utilisée, est la fonction en cosinus surélevé.

### I.2.4 Canal, réception et démodulation

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

Si l'on connaît la fréquence de la porteuse  $f_0$ , une démodulation que l'on appelle cohérente permet de retrouver le signal d'origine. Pour cela le signal reçu  $u(t)$  est à nouveau multiplié par une sinusoïde à la fréquence porteuse  $f_0$  et le signal obtenu  $s(t)$  est alors la somme de deux signaux : le signal en bande de base qui contient l'information, et un second signal modulé à la fréquence  $2f_0$ . En réalisant un filtrage passe-bas le signal en bande de base  $a(t)$  peut être isolé :

$$s(t) = u(t) \sin(2\pi f_0 t) = a(t) \sin^2(2\pi f_0 t) = \frac{a(t)}{2} - a(t) \frac{\cos(4\pi f_0 t)}{2} \quad (I.5)$$

Cette démodulation s'applique dans le cas d'une modulation classique, c'est à dire avec une seule porteuse [4].

### I.2.5 Décodage symbole à signal

Le décodeur symbole à signal est constitué, en plus des opérations duales des étages présents dans l'émission, d'étages de récupération de rythme d'échantillonnage, d'estimation des distorsions subies lors de la transmission, de filtrage (filtre adapté à la forme d'onde, égalisation ...).

### I.2.6 Décodage binaire à symbole, décodage de canal et décodage de source

L'étape suivante consiste à déterminer les bits correspondant au symbole reçu ( $d_k$ ) après le décodage symbole à signal. Ce symbole peut être différent du symbole qui avait été envoyé ( $C_k$ ) à cause de perturbations introduites par le canal. La détection par maximum de vraisemblance est le critère optimal permettant de déterminer le symbole qui a été envoyé avec la plus grande probabilité. Pour cela on sélectionne le point de la constellation le plus proche du symbole reçu, et les bits qui sont associés à ce point de la constellation sont les bits qui ont été émis avec la plus grande vraisemblance. Le plan complexe est ainsi partitionné en zones de décision, chacune correspondant à un symbole de la constellation, et donc à un ensemble de bits particulier. Sur une constellation particulière, on peut représenter les limites de ces zones par des traits pointillés (on suppose que tous les symboles sont équiprobables) (**figure I.3**).

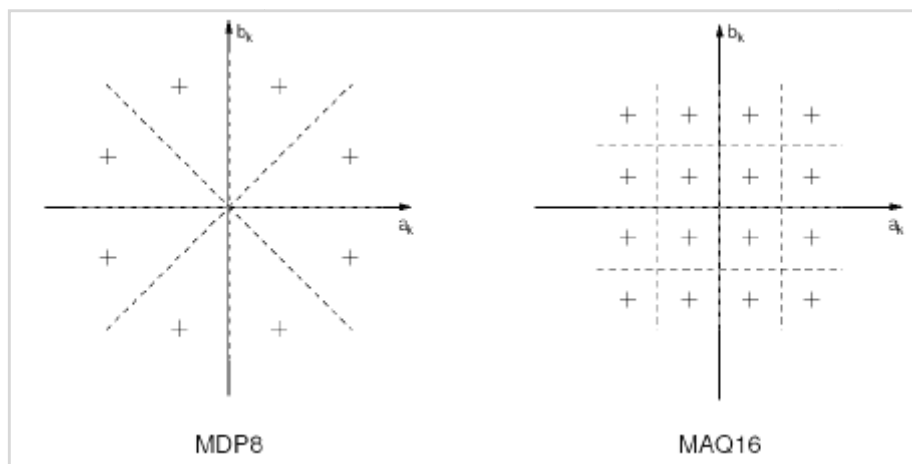


Figure. I.3 : Frontières des zones de décision sur les constellations MDP8 et MAQ16

Le signal décidé, sous forme binaire, sera décodé grâce au décodeur canal. Ce décodeur est associé au codeur canal qui a été utilisé dans l'émetteur pour ajouter de la redondance aux informations transmises. Cette redondance est utilisée par le décodeur canal pour détecter des



erreurs dans le flux binaire et éventuellement les corriger. Dans le cas d'un système **FEC** (Forward Error Correction) les erreurs sont corrigées directement par le décodeur, et dans le cas d'un système **ARQ** (Automatic Repeat Request) les erreurs sont seulement détectées et le système demande à l'émetteur de transmettre à nouveau les informations. Le message numérique résultant est finalement passé à travers le décodeur de source rendant ainsi un signal compatible avec son traitement par le destinataire [4].

### I.3 Généralités sur le canal radio-mobile

Un canal de communications est un médium physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal à partir d'un transmetteur jusqu'au récepteur. Il est également possible de procéder via des ondes électromagnétiques dans le sans-fil.

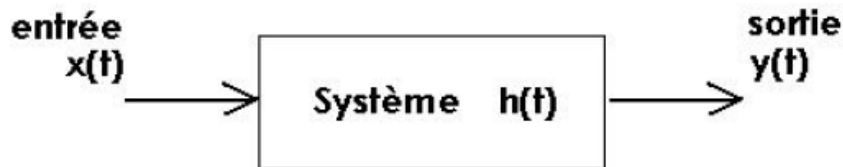


Figure. I.4 : Modèle d'un système canal simple

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

En effet, le signal reçu sur un canal radio-mobile résulte de la superposition de plusieurs répliques du signal émis caractérisées par des amplitudes, des phases et des angles d'arrivée différents. Ceci se traduit par des variations de l'amplitude et de la phase du signal reçu, appelées **évanouissements multi-trajets** [5]. On distingue alors **deux types d'évanouissements** dont les origines et les manifestations sont différentes : **les évanouissements à grande échelle et les évanouissements à petite échelle.**

**Les évanouissements à grande échelle** se manifestent par l'atténuation de la puissance moyenne du signal reçu occasionnée lorsque l'émetteur et le récepteur sont séparés par une

grande distance. Ce phénomène résulte des contours saillants du terrain (forêts, collines, groupe d'immeubles...) situés entre l'émetteur et le récepteur. Des analyses statistiques sur les évanouissements à grande échelle ont permis de caractériser l'atténuation moyenne en fonction de la distance. La distribution de l'atténuation est de type log-normale.

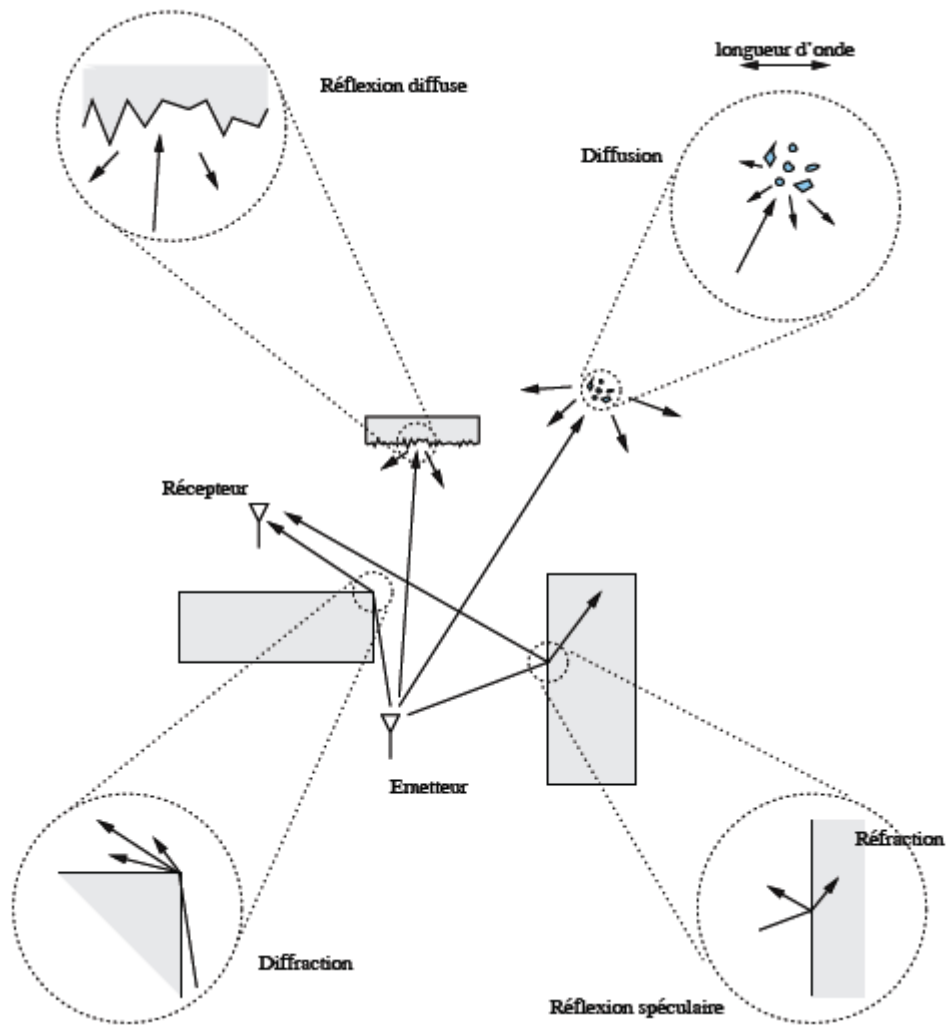
**L'évanouissement à petite échelle** se traduit par des modifications de l'amplitude et de la phase du signal dues à des petits changements (de l'ordre d'une demie longueur d'onde) du chemin parcouru par les signaux entre l'émetteur et le récepteur. Les trajets multiples provoquent un étalement temporel du signal reçu. D'un autre côté, en raison du déplacement de l'émetteur, du récepteur ou des obstacles, l'environnement de propagation de l'onde émise change, ce qui se traduit par des variations temporelles de l'amplitude et de la phase du signal reçu. Si le nombre de trajets est important, en vertu du théorème de la limite centrale, l'amplitude du signal reçu est une variable de Rice en présence d'un trajet direct. S'il n'existe pas de trajet direct, c'est une variable de Rayleigh.

Trois mécanismes de base interviennent lors de la propagation d'un signal sur un canal radio-mobile (**figure I.5**) :

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

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

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



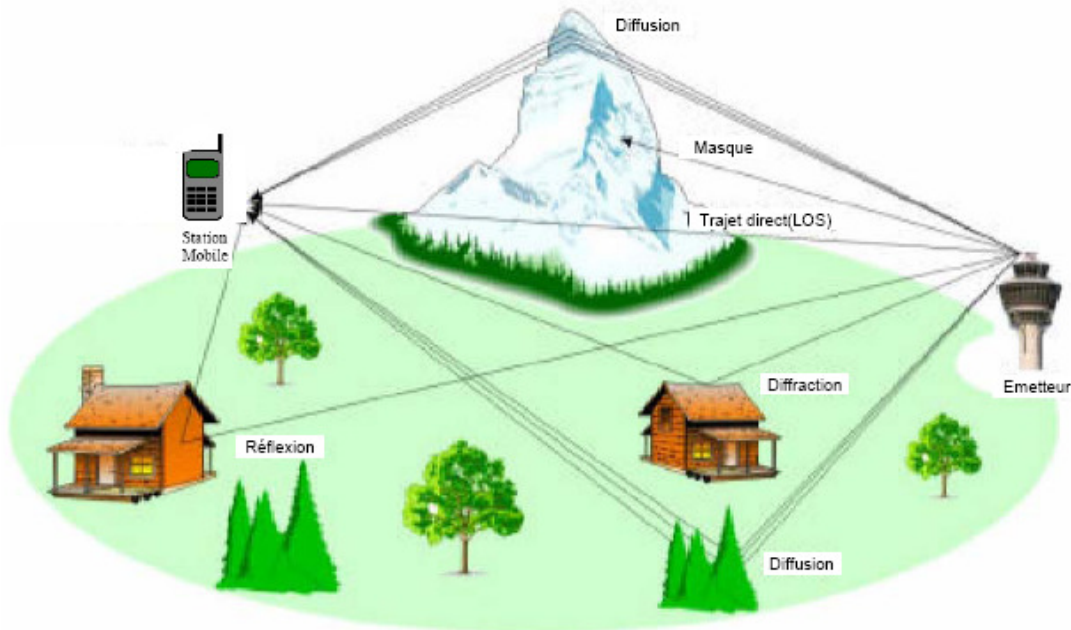
**Fig. I.5 :** Les types d'interactions d'une onde électromagnétique avec le milieu

### I.3.1 Analyse des évanouissements à petite échelle

Nous avons vu que, dans le cas d'un système radio-mobile utilisant des antennes peu directives, le récepteur reçoit plusieurs répliques du signal émis, caractérisées par des instants d'arrivée et des atténuations différentes, dépendant du chemin suivi. D'autre part, les déplacements de l'émetteur, du récepteur ou des obstacles provoquent une modification de la réponse impulsionnelle du canal, liée à l'effet Doppler. Nous allons maintenant caractériser ces différents phénomènes.

### I.3.1.1 Caractérisation de l'étalement temporel

Le récepteur radio-mobile dispose de plusieurs répliques du signal émis, issues de trajets différents et retardés les uns par rapport aux autres. Le temps séparant l'arrivée du premier trajet de l'arrivée du dernier, noté  $T_m$  est appelé étalement temporel maximal.



**Fig. I.6** : Illustration du phénomène de trajets multiples sur le canal radio-mobile

Pour caractériser la dispersion temporelle du canal, on utilise la notion de bande de cohérence du canal, notée  $B_c$ , définie comme la gamme de fréquences sur laquelle les amplitudes des différentes composantes fréquentielles du signal ont une forte corrélation, i.e subissent des atténuations semblables [5]. La bande de cohérence du canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement temporel maximal :  $B_c \sim 1/T_m$

Notons  $T$  la durée symbole du signal et  $W$  la bande de fréquences occupée par le signal. Si  $W$  est très inférieure à la bande de cohérence du canal  $B_c$  (ou  $T \gg T_m$ ), alors toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables : le canal est dit non sélectif en fréquence (phénomène de flat fading). Dans le cas contraire, ceci se traduit par la présence d'IES. En pratique, on cherche à rendre  $W \ll B_c$  afin d'éviter ce phénomène d'IES.

### I.3.1.2 Evolution temporelle du canal : effet Doppler

Lors du déplacement du mobile ou des obstacles, on observe une modulation de la fréquence porteuse de l'onde émise : c'est l'effet Doppler. L'excursion de fréquence maximale est égale  $2f_{dmax}$ , ou  $2f_{dmin}$  est la fréquence Doppler, fonction à la fois de la longueur d'onde émise et de la vitesse de déplacement du mobile :

$$f_{dmax} = \frac{v}{\lambda} \quad (I.6)$$

L'effet doppler se manifeste par la variation de la fréquence instantanée de l'onde sur chacun des trajets. Si  $\theta_l$  est l'angle d'arrivée du trajet, la variation de fréquence vaut  $f_{dmax} \cos(\theta_l)$ . Ce phénomène provoque des fluctuations de l'amplitude et de la phase du signal reçu au cours du temps. Ces fluctuations sont généralement définies pour un coefficient de corrélation donné. Pour caractériser cette non-stationnarité, on définit le temps de cohérence  $T_c$  comme la durée pendant laquelle le canal ne varie pas ou alors très peu.  $f_{dmax}$  et  $1/T_c$  sont du même ordre de grandeur :  $f_{dmax} \sim 1/T_c$ . Lorsque la durée d'un symbole est très inférieure au temps de cohérence du canal, le signal reçu ne varie pas ou alors très peu sur la durée d'un symbole, on parle d'évanouissements de Rayleigh lents (slow fading). Dans le cas contraire, on parle de fast fading.

En résumé, pour garantir la non sélectivité en fréquence (absence d'interférence entre symboles) et assurer la stationnarité du signal reçu d'un symbole  $T$ , il faut choisir  $T$  de telle sorte que :

$$T_m \ll T \ll T_c \quad (I.7)$$

### I.3.1.3 Canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG)

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

représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors sous la forme :

$$y(t) = x(t) + b(t) \quad (\text{I.8})$$

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

$$p_{Y/X} \left( \frac{y}{x} \right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} e^{-\frac{(y-x)^2}{2\sigma_b^2}} \quad (\text{I.9})$$

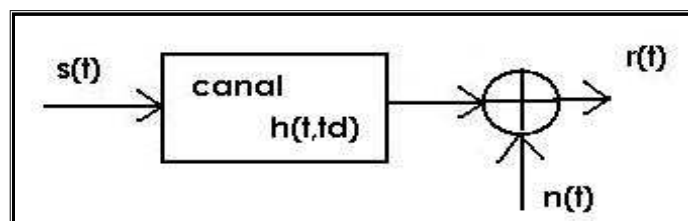
Le rapport signal sur bruit (RSB) Lorsqu'il s'agit d'un bruit  $b(t)$  qui s'ajoute au signal étudié  $x(t)$ , le rapport signal sur bruit est le rapport de la puissance moyenne du signal  $y(t)$  et de la puissance moyenne du bruit  $b(t)$ .

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

#### I.3.1.4 Canal avec évanouissement et bruit additif blanc Gaussien : (canal de Rayleigh)

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

$$r(t) = h(t; t_d) * s(t) + n(t) \quad (\text{I.10})$$



**Fig. I.7:** Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien

### I.3.1.5 Modèle de canal à trajets multiples

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

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N_p-1} \alpha_n s(t - \tau_n) + b(t) \quad (\text{I.11})$$

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

Dans le cas où le nombre  $N_p$  de trajets est important, ces trajets peuvent être regroupés en  $L_p$  paquets d'indice  $l$ , la valeur moyenne des  $N_l$  retards est notée  $\tau_l$ . Dans l'hypothèse où les trajets secondaires sont caractérisés par des atténuations indépendantes et identiquement distribuées  $\alpha_l$ , si  $N_l$  est suffisamment élevé, en vertu du théorème de la limite centrale, le groupe des  $N_l$  trajets secondaires est équivalent à un seul trajet principal. Ce trajet est caractérisé par l'atténuation complexe  $\alpha_l$  et le retard  $\tau_l$ . Le module de  $\alpha_l$  est une variable aléatoire de Rayleigh (**figure I.8**) et sa phase suit une loi uniforme sur  $[0, 2\pi]$ . Pour rappel, la fonction densité de probabilité d'une variable de Rayleigh est donnée par :

$$p_r(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right\} \quad x \geq 0 \quad (\text{I.12})$$

Où  $\sigma$  est le paramètre de Rayleigh (la valeur la plus probable). La moyenne et la variance de la variable sont respectivement données par  $\sqrt{\pi/2}\sigma$  et  $(2 - \frac{\pi}{2})\sigma^2$ .

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

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_l s(t - \tau_l) + b(t) \quad (\text{I.13})$$

A la sortie de l'échantillonneur, l'observation donne :

$$y_k = \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_l s_{k-\tau_l} + b_k \quad (\text{I.14})$$

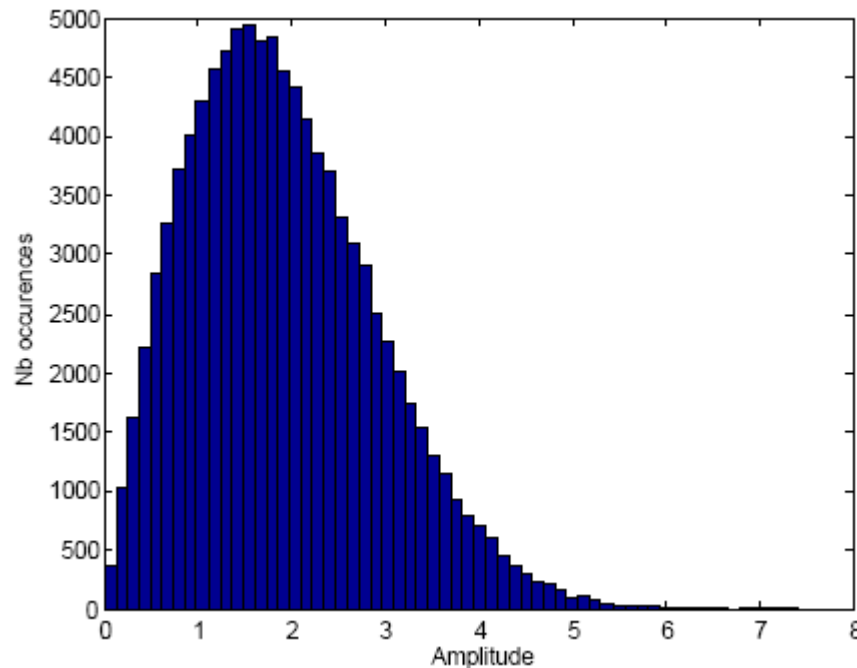


Figure. I.8 : Distribution du module d'une variable gaussienne complexe (Rayleigh) de variance unitaire.

### I.3.2 Méthodes pour combattre les distorsions

Nous avons vu que les trajets multiples combinés au déplacement de l'émetteur, du récepteur et des obstacles engendrent un étalement temporel et des variations temporelles de l'amplitude et de la phase du signal reçu. Les techniques utilisées pour combattre ces phénomènes dépendent de l'origine des distorsions : canal sélectif en fréquence ou non stationnarité du signal reçu. Ces techniques, énumérées ci-dessous, sont en général combinées.

- Canal sélectif en fréquence :
  - égalisation
  - étalement de spectre à séquence directe ou à saut de fréquence
  - multiplexage fréquentiel



- diversité fréquentielle
- Non stationnarité du signal reçu :
  - codage correcteur d'erreur et entrelacement
  - égalisation et synchronisation adaptative
  - diversité temporelle

Dans la suite de ce mémoire, nous allons nous focaliser sur deux d'entre elles : la diversité spatiale (MIMO) et le multiplexage fréquentiel (modulation OFDM).

## I.4 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 [6].

### I.4.1 Types de diversité

#### I.4.1.1 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 par le temps de cohérence du canal  $T_c$  (**figure 1.9**). 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.

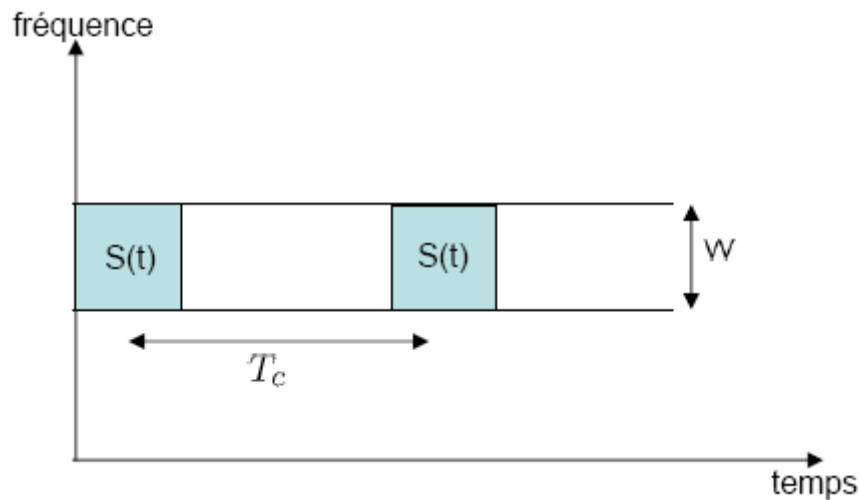


Figure. I.9 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels

#### I.4.1.2 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 I.10**). La diversité fréquentielle peut par exemple être exploitée par l'utilisation d'une modulation multiporteuse que nous allons présenter dans notre mémoire. Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une façon de réaliser de la diversité fréquentielle. Ces techniques utilisent une séquence pseudo-aléatoire pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux perturbations de transmission. Elles ont d'ailleurs été initialement développées pour des applications militaires.

L'étalement de spectre par séquence directe [7, 8, 9] et l'étalement par sauts de fréquence [10, 11] sont les plus répandus.

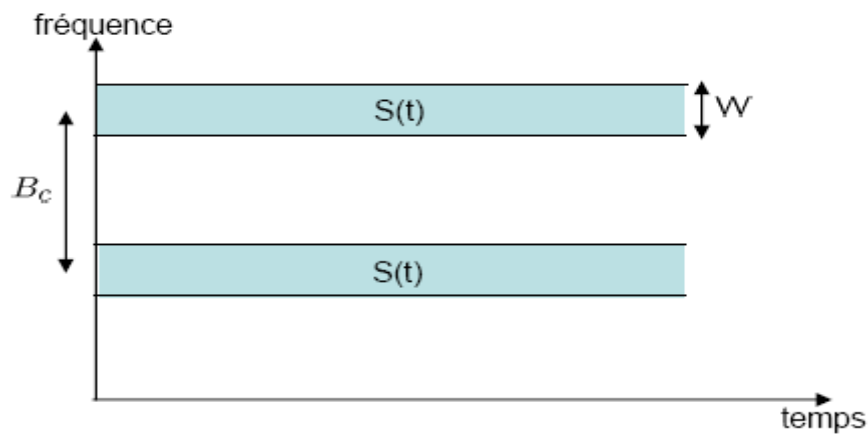


Figure. I.10 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels

### I.4.1.3 Diversité de polarisation

Nous parlons de diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes. Contrairement à la diversité spatiale, il n'y a pas de contrainte sur l'écartement relatif des antennes, et une diversité d'ordre 2 peut ainsi être facilement obtenue en utilisant une paire d'antennes de polarisations orthogonales [12, 13].

### I.4.1.4 Diversité spatiale

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la diversité spatiale, ou diversité d'antennes. 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 [14]. 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  $0.4\lambda$  à  $0.6\lambda$  semble adéquate pour le mobile, alors que pour une station de base, elle peut atteindre plus de  $10\lambda$ .

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 [15], 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 [16]. 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 [17], puis amélioré en 1993. La diversité d'émission est en fait une diversité de modulation, les symboles subissant un préfiltrage à réponse impulsionnelle finie (RIF) orthogonal introduisant de l'IES, avant leur émission sur les antennes. Le récepteur est alors confronté à un canal équivalent sélectif en fréquence avec des évanouissements indépendants. Cette idée fut reprise dans [18] sous le nom de diversité de retard, 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 [19], et qui permettent d'atteindre de hauts degrés de diversité. Ces systèmes, étudiés plus en détail dans le **chapitre 2**, réduisent clairement les fluctuations du signal et éliminent les évanouissements du canal.

## 1.5 Techniques d'accès avancées

Le but des télécommunications est d'augmenter le débit et d'assurer la qualité de transmission, pour cela la recherche sur ce domaine s'évolue de plus en plus. Nous donnons dans ce travail quelques techniques de modulations avancées très utilisées, elles sont combinées avec la technologie MIMO afin d'aboutir à de bonnes performances.

### 1.5.1 Accès multiple par répartition de code (CDMA)

CDMA est une technologie à étalement de spectre (*SST: Spread Spectrum Technology*). Tous les utilisateurs ont accès simultanément à la totalité de la bande et ils sont distingués à la réception grâce à des codes associés à chacun d'entre eux [20]. Cette technique permet de multiplexer des informations sur un seul support de manière synchrone ou asynchrone.

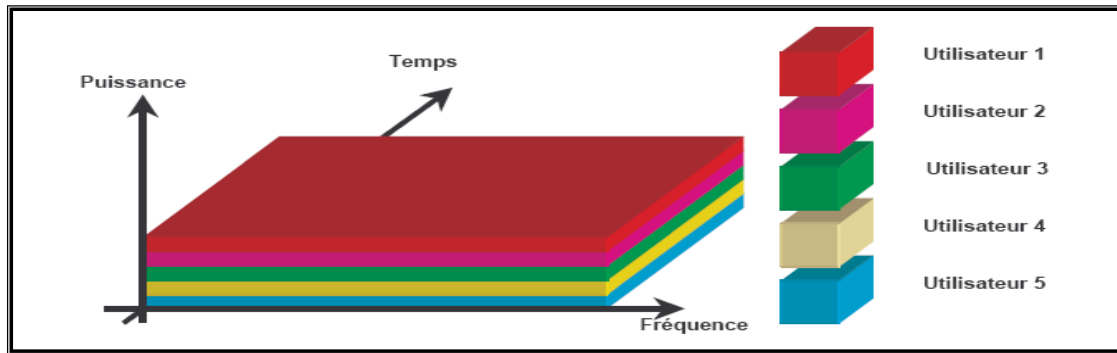


Figure. I.11 : Principe du CDMA

Le principe de l'étalement consiste à « étaler » l'information sur une bande de fréquences beaucoup plus large que la bande nécessaire, dans le but de combattre les signaux interférents et les distorsions liées à la propagation. Le signal est codé au départ, un code est assigné à chacun des usagers afin de permettre le décodage à l'arrivée. L'étalement est assuré par un signal pseudo aléatoire appelé code d'étalement. A la réception le signal est perçu comme du bruit si le récepteur n'a pas le code. Le signal étant émis à un niveau plus faible que celui du bruit, le débit reste faible. L'étalement de spectre est ainsi optimisé pour lutter contre le bruit, dont il limite mieux les effets.

### 1.5.2 Modulation multi porteuse de type OFDM

Nous avons vu qu'il existe plusieurs techniques pour combattre la distorsion provoquée par le canal sélectif en fréquence, parmi lesquelles les techniques multi porteuse comme l'OFDM [21], consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée par l'augmentation de l'efficacité spectrale basée sur l'orthogonalisation des porteuses ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits performants de transformée de Fourier rapide.

Le principe est de transmettre des données numériques en parallèle modulées sur un grand nombre de porteuses à bas débit.

Nous nous intéressons à cette technique qui sera plus détaillée dans **le chapitre 3**.

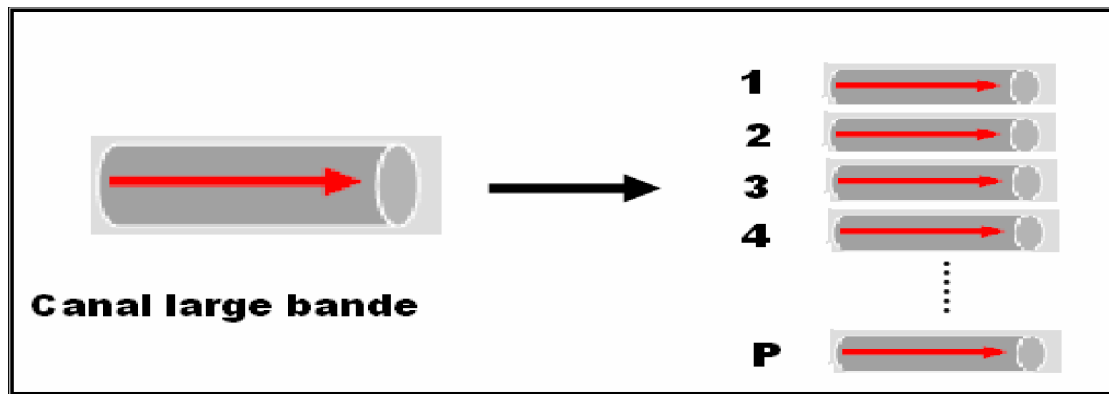


Figure I.12 : Principe de l'OFDM

### 1.5.3 La technique MC-CDMA

La technique associant les modulations multi porteuses de type OFDM et la technique d'accès à répartition de codes CDMA a été exposée pour la première fois par Yee, Linnartz et Fettweis en 1993 et par Fazel et Papke lors de la même conférence [22]. La technique MC-CDMA [20] réalise un étalement des données dans le domaine fréquentiel. Depuis son apparition en 1993, le MC-CDMA a fait l'objet de nombreuses analyses techniques notamment par Hara ou Kaiser. Sa supériorité par rapport aux autres techniques combinant la technique d'accès CDMA avec la modulation OFDM a été démontrée sur liaison descendante, où l'étalement des données se fait sur les différentes sous-porteuses grâce à une séquence d'étalement de type Walsh-Hadamard permettant de tirer parti de la diversité fréquentielle du canal.

## I.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre quelques généralités sur les transmissions numériques. Nous avons détaillé une chaîne classique de transmission. Les modèles de canaux que nous utiliserons dans ce mémoire ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications radio-mobiles.

Pour combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces restent les techniques de diversité, qu'elles soient temporelles, spatiales ou encore fréquentielles, et un paragraphe leur a donc été consacré. Après avoir rappelé ces généralités utiles à la compréhension de l'ensemble du travail, nous allons maintenant aborder dans le deuxième chapitre les systèmes multi antenne à l'émission et à la réception et leur principe en détails.

## II.1- Introduction

La recherche dans le domaine des futurs réseaux de radiocommunication est en pleine expansion. Le développement de nouveaux systèmes a pour objectif la transmission d'information numérique à des débits toujours plus élevés et pour une qualité de service de plus en plus exigeante. Dans ce contexte, les systèmes de transmission de type MIMO (Multiple Input Multiple Output), comportant plusieurs antennes à l'émission et à la réception, sont considérés comme étant des techniques incontournables. D'une part, l'efficacité spectrale potentielle d'un tel système est bien plus élevée que celle d'un système mono-antenne. En effet, la capacité d'un système MIMO augmente linéairement avec le nombre d'antennes à l'émission.

D'autre part, grâce à une meilleure exploitation de la diversité, ce système est plus robuste aux évanouissements du canal de transmission améliorant ainsi la qualité de la transmission.

Un bref historique va d'abord introduire les systèmes MIMO. Ensuite une modélisation des systèmes multi-antennaires SIMO (Single-Input Multiple-Output), MISO (Multiple-Input Single-Output) et MIMO va être faite afin de se familiariser avec l'aspect spatial qu'apporte l'augmentation du nombre d'antennes.

La capacité étant un facteur limitant du SISO, nous allons donner et comparer la capacité des systèmes SISO, SIMO et MIMO. Par la suite, nous allons décrire quelques récepteurs qui servent à estimer les symboles dans une configuration multi-antennaires. Les techniques de transmission MIMO à l'émission et à la réception, associées ou non à un codage, sont abordées à la fin du chapitre.

## II.2 - Introduction aux systèmes MIMO

Dans un système mono-antenne, l'augmentation de la taille de la modulation ou de la bande de fréquence utilisée est les seules solutions pour augmenter le débit de données, avec tous les problèmes de complexité ou d'encombrement que cela entraîne. Partant du point de vue de la théorie de l'information, deux membres des laboratoires de recherche Bell, Telatar [23] et Foschini [24], ont parallèlement et indépendamment montré que la capacité des systèmes multi-antennes augmentait linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, dépassant de manière significative la limite théorique de Shannon [25]. L'aptitude des

systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire indéniable.

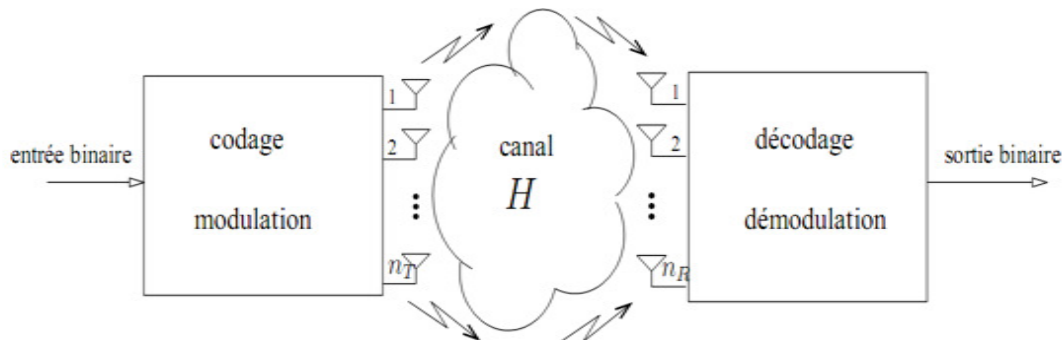


Figure. II.1: Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO

Les antennes émettrices transmettent chacune un symbole différent, indépendant de celui des autres antennes, mais en utilisant la même modulation, la même fréquence porteuse et en étant synchronisées. La bande passante utilisée reste identique à celle d'un système mono-émetteur (SISO), mais comme plusieurs symboles sont émis, l'efficacité spectrale augmente.

Ces découvertes ont fait des systèmes MIMO un des domaines les plus attractifs pour les industriels, qui y voient une des technologies susceptibles de résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande. De nombreuses études ont donc été menées depuis lors, proposant de nouvelles architectures, différents algorithmes de réception ou encore des méthodes d'optimisation. On distingue principalement deux types d'architecture de systèmes multi-antennes, développées pour atteindre le même objectif de départ, à savoir l'augmentation de l'efficacité spectrale de la transmission, mais de manière différente. L'architecture originale, connue sous le nom de BLAST (Bell Labs Layered Space-Time) visait à augmenter principalement la capacité des systèmes et a naturellement pris le nom de système spatio-temporel par couches, puisque la chaîne de symboles est directement démultiplexée sur les antennes émettrices. Afin d'améliorer la qualité de la transmission, Tarokh [26] puis Alamouti [27] ont conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité. La redondance ainsi introduite permet alors de réduire considérablement le Taux Erreur Bit, sacrifiant une partie du gain en débit dû à la multiplicité d'antennes.



### II.2.1 Modèle de canal MIMO

Considérons un système MIMO avec  $N_t$  émetteurs et  $N_r$  récepteurs (**figure II.2**). On suppose ici que le canal de transmission est non-sélectif en temps et en fréquence, ainsi le trajet entre la  $m^{\text{ième}}$  antenne émettrice et la  $n^{\text{ième}}$  antenne réceptrice est représenté par le coefficient d'atténuation complexe  $h_{nm}$

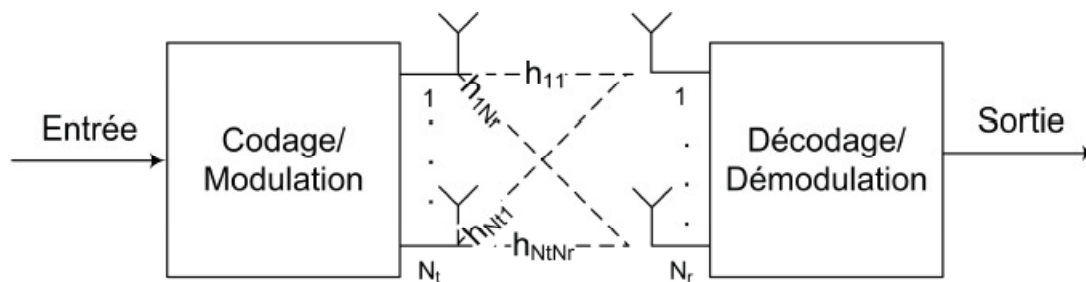


Figure II.2: Schéma d'un système de transmission MIMO

On appelle  $s_m(k)$  le signal transmis sur la  $m^{\text{ième}}$  antenne à l'instant  $k$ , le symbole reçu sur la  $n^{\text{ième}}$  antenne s'écrit alors :

$$y_n(k) = \sum_{m=1}^{N_t} h_{nm} s_m(k) + b_n(k) \quad (\text{II.1})$$

Où  $b_n$  représente un bruit additif.

En considérant l'ensemble des signaux reçus simultanément, cette relation peut s'écrire sous forme matricielle de dimension  $N_t \times N_r$  :

Avec

$$y(k) = Hs(k) + b(k)$$

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & \cdots & h_{N_rN_t} \end{pmatrix}, \quad y = (y_1 \dots \dots y_{N_r})^T \quad (\text{II.2})$$

Par la suite on supposera que :

- les symboles transmis sont de puissance unitaire,
- le bruit additif est blanc, gaussien, de moyenne nulle et de variance  $\sigma^2$
- le bruit et les symboles sont décorrélés, c'est à dire :

$$E[ss^H] = I_{N_t}, \quad E[sb^H] = 0 \quad (\text{II.3})$$

### II.2.2. Les différents types de codage MIMO

Dans un système MIMO, il existe plusieurs méthodes pour effectuer le codage des signaux :

- **Le multiplexage par répartition de fréquence orthogonale (OFDM** Orthogonal frequency Division Multiplexing) consiste à diviser sur un grand nombre de porteuses, le signal numérique que nous souhaitons transmettre (comme si nous combinons le signal à transmettre sur des émetteurs indépendants et à des fréquences différentes). Pour que les fréquences des porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée, l'OFDM utilise des porteuses orthogonales entre elles. Les signaux des différentes porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité, n'interfèrent pas entre eux. Ainsi, dans un environnement multi-trajets où certaines fréquences seront détruites à cause des

perturbations, le système sera tout de même capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui elles n'auront pas été détruites [28].

- **Le multiplexage par division spatiale (SDM Spatial Division Multiplexing)** au cours duquel plusieurs flux de données indépendants (essentiellement des canaux virtuels) sont simultanément multiplexés dans un canal spectral. Le multiplexage SDM peut améliorer le débit de façon significative, car le nombre de données spatiales résolues est plus important. Chaque flux spatial doit disposer de sa propre paire d'antennes de transmission/réception à chaque extrémité du lien radio. Il est important de noter qu'une chaîne de radio-fréquences RF et qu'un convertisseur analogique-numérique distincts sont nécessaires pour chaque antenne du système MIMO. Les configurations qui nécessitent plus de deux chaînes d'antennes RF doivent être conçues avec attention pour maintenir des coûts peu élevés tout en répondant aux attentes en matière de performances [29].
- **Le codage spatio-temporel par bloc (STBC Space-Time Bloc Code)** tout comme le SDM permet d'envoyer des signaux différents sur chaque antenne. Le principe du STBC est d'introduire une redondance d'information entre les deux antennes. Le canal STBC comprend  $M \times N$  sous canaux. Chaque sous canal est un canal à évanouissements indépendants ; ce qui fait que le STBC augmente la diversité du canal de transmission et donc la robustesse du récepteur. Cette méthode est très attractive car elle n'exige pas la connaissance de l'état du canal (CSI) même si cela peut réduire la capacité de transmission des données [30]. Le gain de diversité résultant améliore la fiabilité des liaisons sans fil à évanouissements et améliore la qualité de la transmission. Il est à noter que ce type de codage n'améliore pas la capacité de transmission linéairement avec le nombre d'éléments utilisés. Ainsi pour améliorer à la fois la capacité et la qualité, un système MIMO doit être implémenté avec les deux types de codages à savoir le SDM et le STBC.

## II.2.2 Capacité d'un canal MIMO

La capacité du canal, notion introduite par Shannon dans les années 40, mesure la quantité d'information maximum par unité de temps et par bande de fréquence pouvant être transmise à travers un canal particulier. Nous considérons un canal MIMO non sélectif en fréquence, inconnu de l'émetteur et avec des coefficients indépendants et identiquement distribués.

La capacité instantanée d'un canal SISO non sélectif en fréquence sans connaître le CSI s'écrit :

$$C = \log_2(1 + \gamma|h|^2) \quad (\text{II.4})$$

Avec  $h$  le gain du canal,  $\gamma$  le rapport signal sur bruit à l'antenne de réception.

Ainsi la capacité théorique sera alors :

$$E(|h_i|^2) = 1 \quad , \quad \text{ainsi} \quad C_t = \log_2(1 + \gamma) \quad \text{bit/s/Hz}$$

$$C_t = E(C) = \log_2(1 + \gamma E(|h|^2)) \quad (\text{II.5})$$

Elle augmente, en fonction du logarithmique de  $1 + \gamma$ . Lorsque le SNR est élevé, un gain de 3dB sur le  $\gamma$  ne fournira une augmentation que d'un bit par seconde par hertz (bit/s/Hz).

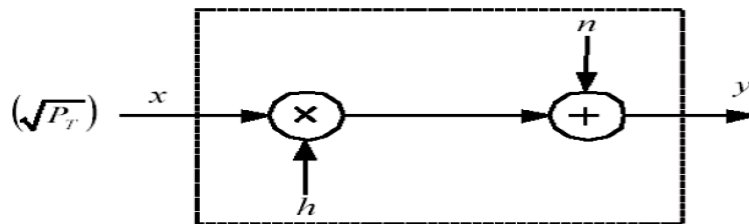


Figure. II.3 : Système SISO

Un canal SIMO (Single Input, Multiple Output), est un système multi-antennes (Figure. II.4) (réalisant par exemple, de la formation de voix en réception) avec une antenne à l'émission et  $N$  antennes à la réception. Avec  $h_i$  le gain complexe entre l'antenne émettrice et l' $i$ ème antenne réceptrice, sa capacité sera :

$$C = \log_2(1 + \gamma \sum_{i=1}^N |h_i|^2) \quad (\text{II.6})$$

Sa capacité de Shannon est donnée par :

$$C_t = E(C) = \log_2(1 + \gamma N^2) \quad (\text{II.7})$$

Avec

$$E \left( \sum_{i=1}^N |h_i|^2 \right) = N^2 \quad (\text{II.8})$$

Nous constatons que sa capacité augmente un peu plus vite que dans le cas SISO.

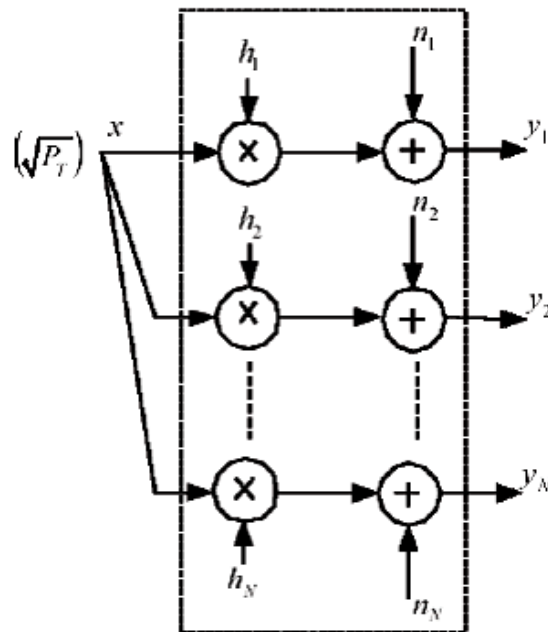


Figure. II.4: Système SIMO

Pour un canal MIMO, avec M antennes émettrices et N antennes réceptrices,

La matrice complexe H du canal peut alors s'écrire selon l'équation II.2 :

$h_{ij}$  est le gain complexe du canal entre la  $j^{\text{ème}}$  antenne émettrice et la  $i^{\text{ème}}$  antenne réceptrice.

$$C = \log_2(\det [I_N + \frac{\gamma}{M} HH^H]) \quad \text{bit/s/Hz} \quad (\text{II.9})$$

Lorsque N et M sont grands, l'espérance de la capacité pour un canal de Rayleigh croît proportionnellement à N :

$$E[C] \approx N \log_2(1 + \gamma) \quad \text{bit/s/Hz} \quad (\text{II.10})$$

La capacité augmente donc beaucoup plus vite que dans les cas SISO et SIMO grâce au grand nombre d'antennes.

La **figure II.5** représente les courbes de la capacité en fonction du SNR pour plusieurs valeurs de N et M ; 2500 tirages aléatoires (génération de 2500 matrices H) ont été effectués pour le MIMO

– Dans le cas SISO ( $M = 1$  et  $N = 1$ ) la capacité varie de 1 à 7,5 bps/Hz. Elle reste faible et croît lentement avec le SNR, ce qui illustre bien les limitations des transmissions SISO. Malgré les techniques actuelles qui permettent de tirer le maximum d'un canal SISO, sa capacité demeure limitée et un système multi-antennes, même sous-exploité, obtiendra de meilleures performances.

– Les deux exemples SIMO ( $M = 1$ ,  $N = 3$  et  $N = 7$ ) montrent les limites supérieures des traitements. Le passage à trois antennes en réception permet de gagner 2 bps/Hz par rapport au SISO, en particulier à fort SNR. Avec  $N = 7$  le gain est d'environ 1,5 bps/Hz, ce qui est peu pour quatre antennes supplémentaires. Comme pour les systèmes SISO, la capacité augmente lentement ce qui reste la principale limitation des systèmes SIMO.

– Les deux exemples MIMO considérés ont le même nombre total d'antennes que les systèmes SIMO, de façon à faciliter les comparaisons ( $M + N = 4$  puis 8). Pour un SNR de 0 dB, le système MIMO avec  $M = 2$  et  $N = 2$  a une capacité équivalente à celle du système SIMO avec quatre antennes. La capacité MIMO augmente ensuite beaucoup plus rapidement avec le SNR, pour finir avec un gain de plus de 50% à 25 dB de SNR. Nous pouvons aussi vérifier que la capacité du système MIMO à huit antennes est presque le double de celle du système à quatre antennes.

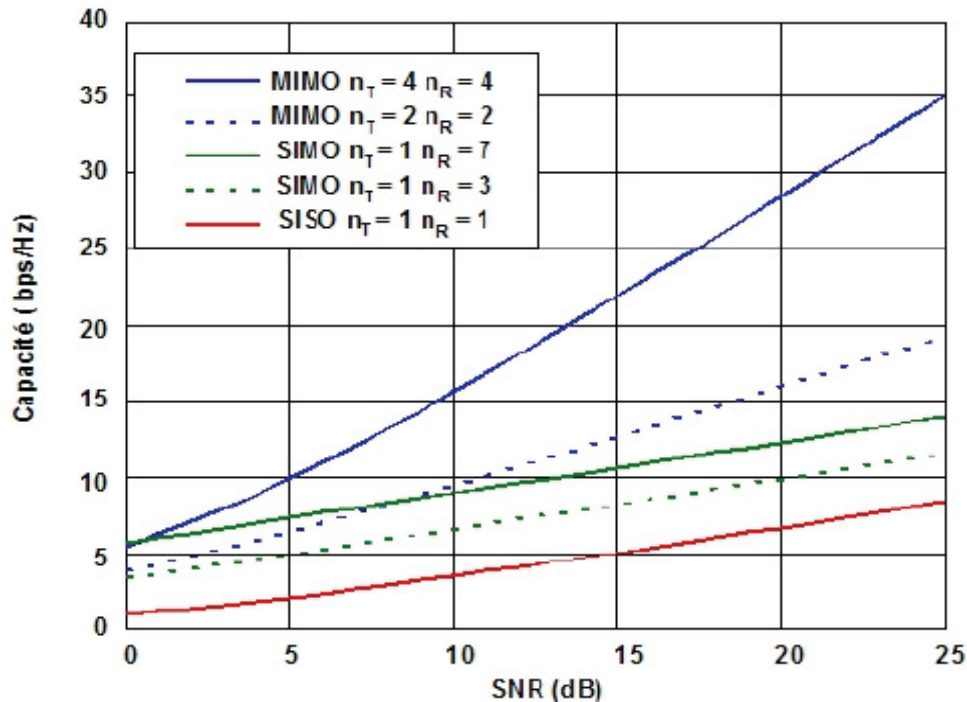


Figure II.5: Capacité des systèmes SIMO et MIMO par rapport au système SISO

Sur la **figure II.6**, nous pouvons comparer les variations des capacités des systèmes SIMO et MIMO en fonction du nombre d'antennes pour un SNR de 10dB. L'amélioration de la capacité est plus nette pour un SNR élevé. Pour un système SIMO, la capacité suit une évolution logarithmique quand nous incrémentons le nombre d'antennes à la réception alors que celle du système MIMO augmente linéairement quand nous augmentons le nombre d'antennes à l'émission et à la réception.

L'avantage (en capacité) des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord, ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices [30]. Le prix à payer pour cette augmentation de la capacité est tout d'abord matériel, avec la multiplication des antennes et de leur électronique associée, mais aussi logiciel avec des récepteurs nettement plus complexes et demandant plus de puissance de calcul et donc une consommation accrue. Enfin, une dégradation du coefficient de corrélation entre les antennes peut entraîner une baisse de la capacité.

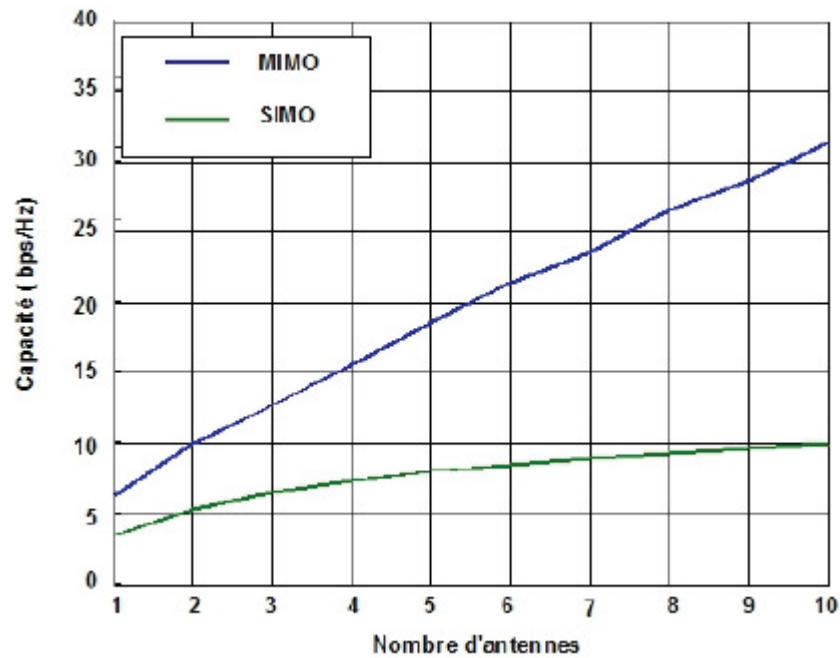


Figure II.6: Variation de la capacité dans un système SIMO et MIMO en fonction du nombre d'antennes.

### II.3 Les techniques de multiplexage spatial

Le principe du multiplexage spatial est l'agencement sans redondance de la séquence d'information suivant l'axe spatial. Le système transmet alors  $N_t$  fois plus de symboles utiles par unité de temps qu'un système SISO. Un tel système a été proposé par Foschini [31] en 1996, l'architecture de ce premier système MIMO, est appelé D-BLAST. Par la suite Foschini et Wolniansky proposent deux schémas de codage plus réalistes [32], appelé V-BLAST et H-BLAST. Pour pouvoir être décodés, ces codes BLAST doivent utiliser au moins autant d'antennes en réception qu'en émission.

#### II.3.1 Architecture H-BLAST

Cette architecture horizontale découpe directement la chaîne d'information en  $N_t$  sous chaînes puis chacune est codée indépendamment. Après avoir été modulée, chaque sous chaîne est transmise simultanément par son antenne (**figure II.7**). Le schéma II.8 fait ressortir cette architecture horizontale. Soit  $(b_1, \dots, b_k)$  les bits d'information à transmettre et  $(c_1^l, \dots, c_k^l)$  la  $l^e$  chaîne de symboles codés par le  $l^e$  codeur est transmise sur la  $l^e$  antenne.



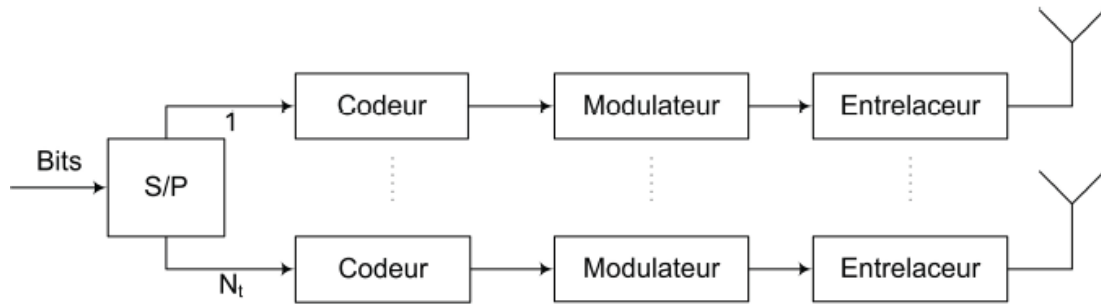


Figure II.7: Architecture d'un émetteur H-BLAST

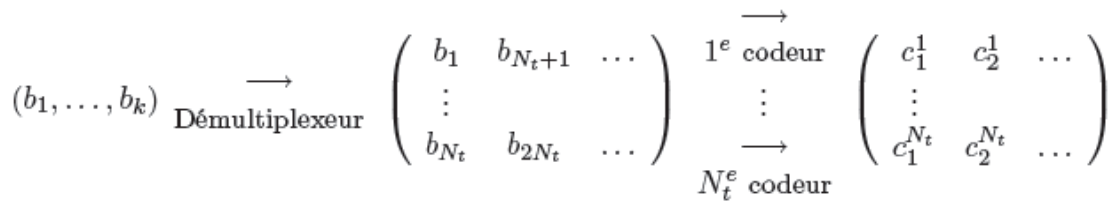


Figure II.8: Schéma représentant le processus d'un émetteur H-BLAST

### II.3 .2 Architecture V-BLAST

L'architecture V-BLAST est la plus simple et la seule qui n'utilise pas de technique de codage. En effet, cette architecture verticale (**Figure II.9**) est simplement composée d'un démultiplexeur, permettant de diviser la chaîne binaire en  $N_t$  sous-chaînes munies chacune d'un modulateur. Les sous-chaînes de symboles résultantes sont ensuite transmises sur l'antenne qui leur est associée. Soit  $(s_1^l, \dots, s_k^l)$  la  $l^e$  chaîne de symboles, le **schéma II.10** représente le processus que subit la chaîne binaire.

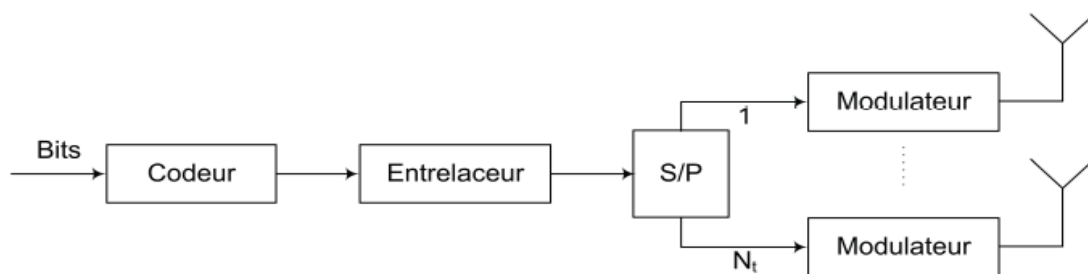


Figure II.9: Architecture d'un émetteur V-BLAST

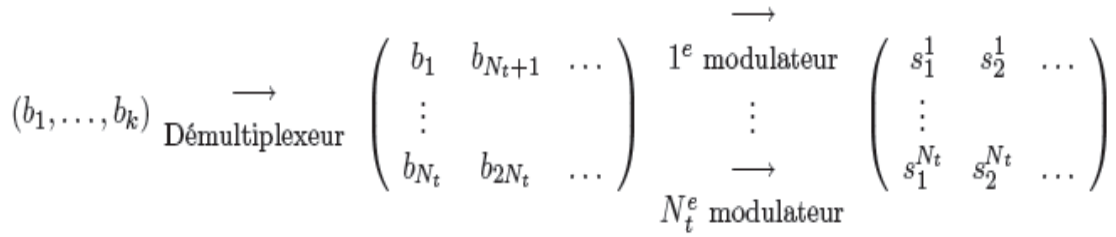


Figure II.10: Schéma représentant le processus d'un émetteur V-BLAST

### II.3.3 Architecture D-BLAST

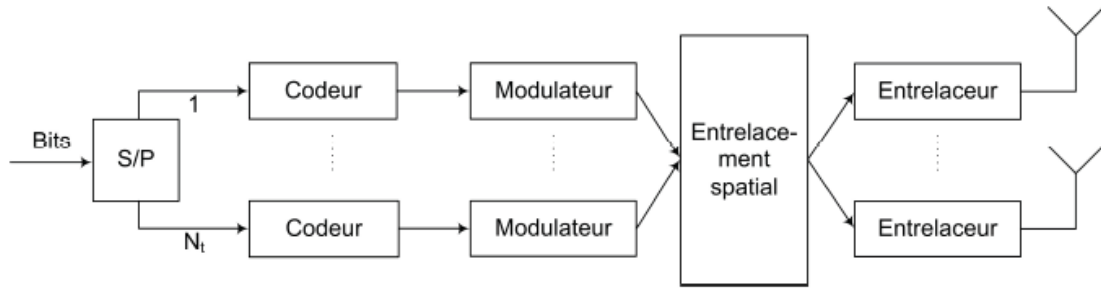


Figure II.11: Architecture d'un émetteur D-BLAST

Comparé aux autres structures, le D-BLAST possède une structure plus complexe (**Figure II.11**). Comme pour le H-BLAST, chaque sous-chaîne est codée indépendamment, mais au lieu de transmettre les symboles d'une sous-chaîne sur une même antenne, ils sont transmis successivement par chacune des  $N_t$  antennes. Dans cette architecture les symboles codés d'une sous-chaîne occupent une diagonale de la matrice de transmission. Cette structure permet de mieux résister aux atténuations du canal, cependant la complexité de son décodage la rend peu attrayante. Le **schéma II.12** fait ressortir la complexité de cette architecture verticale et son manque d'efficacité due à une partie nulle de la matrice ralentissant ainsi la transmission :

$$\begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ c_1^{N_t} & c_2^{N_t} & \dots \end{pmatrix} \xrightarrow{\text{Entrelacement spatial}} \begin{pmatrix} c_1^1 & c_1^2 & \dots & c_1^{N_t} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_2^1 & c_2^2 & \dots & c_2^{N_t} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & c_{N_t}^1 & c_{N_t}^2 & \dots & c_{N_t}^{N_t} \end{pmatrix}$$

Figure. II.12 : Schéma représentant le processus d'un émetteur D-BLAST

## II.4 Le codage spatio-temporel

Lors de l'implémentation des systèmes à antennes multiples, afin d'améliorer l'efficacité spectrale, plusieurs approches ont été définies. L'approche la plus classique, consiste à utiliser des antennes multiples à la réception et d'appliquer un combineur par ratio maximal (Maximum Ratio Combiner, MRC) aux signaux reçus. Mais, cette approche présente l'inconvénient d'augmenter la complexité du récepteur. Dans le cas où l'émetteur est muni de  $M$  antennes, nous devons définir quel est le traitement « Mapping » nécessaire à appliquer aux signaux avant de les émettre. 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.13**, est appelé codage spatio-temporel ou codage espace- temps. 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.

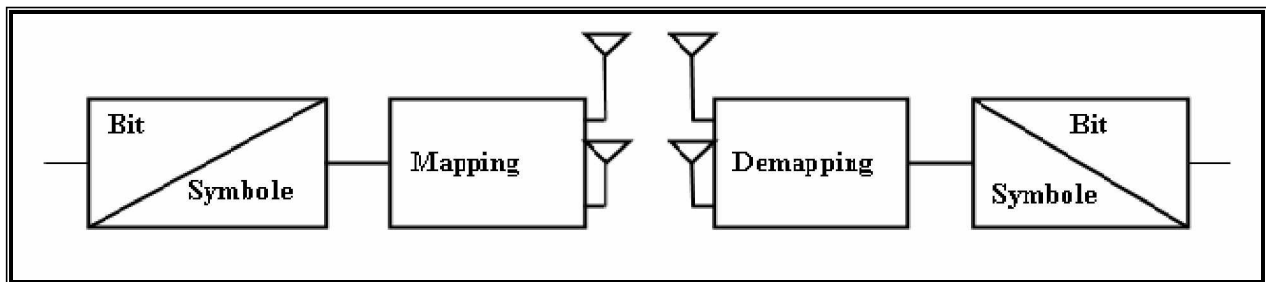


Figure II.13 : Introduction du mappeur/demappeur spatio-temporel à l'émission/réception

### II.4.1 Construction des codes [33]

Les critères de performances qui sont généralement considérés dans la construction du codage spatio-temporel et le décodeur qui lui est associé afin d'optimiser les performances de la liaison radio sont :

#### ↳ L'efficacité spectrale :

Elle s'exprime en bit par seconde par Hertz. Notre but est d'avoir le débit le plus élevé possible. La limite ultime, où le débit est le plus élevé possible est définie par la capacité.

**↳ La robustesse :**

La robustesse de la transmission est inversement proportionnelle au débit ; on peut la mesurer par le taux d'erreur binaire (BER).

Lors de l'étude des codes spatio-temporels, le BER est le critère de performance considéré. C'est pour cela que l'un des objectifs principaux de tels codes est d'engendrer un maximum de diversité.

**↳ La complexité :**

Il est possible dans les réseaux sans fil qu'une des deux extrémités de la liaison radio soit alimentée par une batterie. Donc, il est important que la complexité du mappeur/demappeur spatio-temporel soit la plus faible possible. Ainsi, il faut 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).

Ces critères de performances sont contradictoires. D'où 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.

Les techniques de codage spatio-temporel peuvent être classées en deux catégories : les codes Spatio-temporels en Treillis (STT) et les codes Spatio-temporels en Bloc (STB).

Avant de détailler ces codes ; nous indiquerons les hypothèses et les critères de construction afin de mieux percevoir l'optimisation.

**II.4.2 Hypothèses**

- Le canal spatio-temporel est composé de  $N \times M$  sous canaux variant temporellement lentement.
- Chaque sous canal est un canal de Rayleigh.
- Les évanouissements des sous canaux sont indépendants.
- Les coefficients du canal sont parfaitement estimés.

### II.4.3 Critères de construction des codes espace-temps

Différents types de critères sont utilisés pour évaluer et construire les codes espace-temps.

Nous allons introduire ces critères dans ce paragraphe. Nous reprenons ici le modèle du système MIMO présenté dans le paragraphe II.2.1 et utilisant  $N_t$  antennes émettrices et  $N_r$  antennes réceptrices. Nous considérons  $K$  symboles  $s$  à transmettre :

$S = (S_1 \dots S_k)$ . Ces symboles sont encodés par un code MIMO qui associe à  $s$  la matrice code  $C$  de dimension  $N_t \times T$  :

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} c_{11} & \dots & c_{1T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N_t 1} & \dots & c_{N_t T} \end{pmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Le rendement du code MIMO est égal à  $R = K/T$ . Lorsque ces symboles codés sont transmis sur un canal non sélectif, nous obtenons les signaux reçus  $Y$  :

$$Y = HC + B \quad (\text{II.12})$$

Avec  $B$  le bruit additif de dimension  $N_r \times T$ .

La probabilité, pour une réalisation de canal  $H$  fixée, que le récepteur décode le bloc  $C'$  alors que le bloc  $C$  a été transmis est appelée probabilité d'erreurs par paire et est Notée  $P[C \rightarrow C'(H)]$ .

On appelle  $D$  la matrice représentant la différence entre les blocs  $C$  et  $C'$  :  $D = C - C'$ . Soit  $A$  la matrice Hermitienne telle que  $A = DD^H = V^H \Gamma V$ . Où  $V$  est une matrice unitaire et  $\Gamma = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{N_t})$  une matrice diagonale.

La probabilité  $P[C \rightarrow C'(H)]$  est alors bornée de la manière suivante :

$$P[C \rightarrow C'|H] \leq e^{-\frac{E_s}{4N_0}d^2(c,c')} \quad (\text{II.13})$$

Où  $\frac{E_s}{N_0}$  représente le rapport signal à bruit par antenne et

$$d^2(c, c') = \sum_{n=1}^{N_r} h_n D D^H h_n^H \quad (\text{II.14})$$

$$= \sum_{n=1}^{N_r} \sum_{m=1}^{N_t} \lambda_n |\beta_{mn}|^2 \quad (\text{II.15})$$

Avec  $h_m$  la  $m^e$  colonne de la matrice H,  $v_n$  la  $n^e$  colonne de la matrice V,  $\beta_{mn} = h_m v_n$ . La borne supérieure de la probabilité par paire  $P[C \rightarrow C']$  est obtenue par l'espérance de la probabilité  $P[C \rightarrow C'(H)]$ .

$$[C \rightarrow C'] \leq \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-r_d N_r} \left(\prod_{k=1}^{r_d} \lambda_k\right) \quad (\text{II.16})$$

Où  $r_d$  est le rang de la matrice A et  $\lambda_k$  sont les coefficients non nuls de la matrice  $\Gamma$ .

Les codes espace-temps sont construits de manière à minimiser la probabilité d'erreur par paire  $P[C \rightarrow C']$  pour toutes les paires possibles [34, 35]. Deux critères sont alors définis :

– **Le critère du rang** : la matrice A doit avoir un rang  $r_d$  le plus élevé possible afin de maximiser le **gain de diversité** égal à  $r_d N_r$ . Lorsque A est de rang plein, la diversité est maximale et vaut  $N_t N_r$ .

– **Le critère du déterminant** : le terme  $\prod_{k=1}^{r_d} \lambda_k$  est appelé gain de codage. Celui-ci doit être maximisé pour l'ensemble de toutes les paires de matrices codes.

Nous avons donc vu que les performances d'un code espace-temps sont mesurées à l'aide de trois critères :

- Le gain de diversité noté  $G_d$
- Le rendement du code noté  $R$
- Le gain de codage noté  $G_c$

La probabilité d'erreurs moyenne d'une transmission de données dépend du gain de codage, du gain de diversité et du rapport signal à bruit de la manière suivante :

La probabilité d'erreurs moyenne d'une transmission de données dépend du gain de codage, du gain de diversité et du rapport signal à bruit de la manière suivante :

$$P_e \propto G_c (SNR)^{-G_d}$$

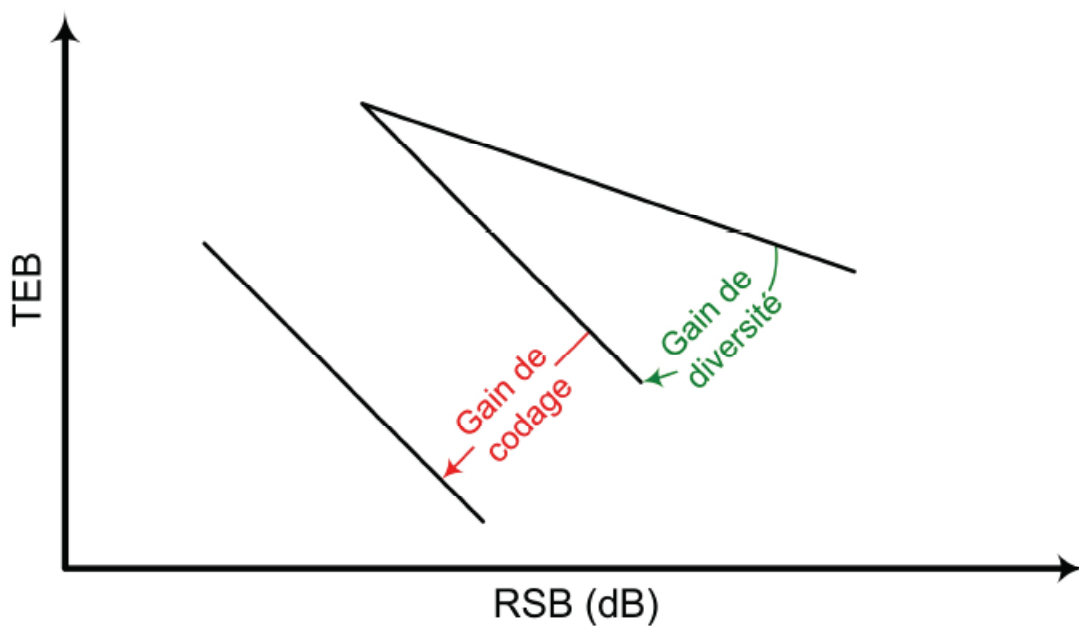


Figure II.14 : Effets du gain de diversité et de codage sur la courbe de probabilité d'erreur

#### II.4.4 Architecture générale d'un système de codage spatio-temporel

L'architecture générale du codage spatio-temporel (CST) est représentée sur la **figure II.15**.

Le codage ajoute de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propre au canal radio-mobile.

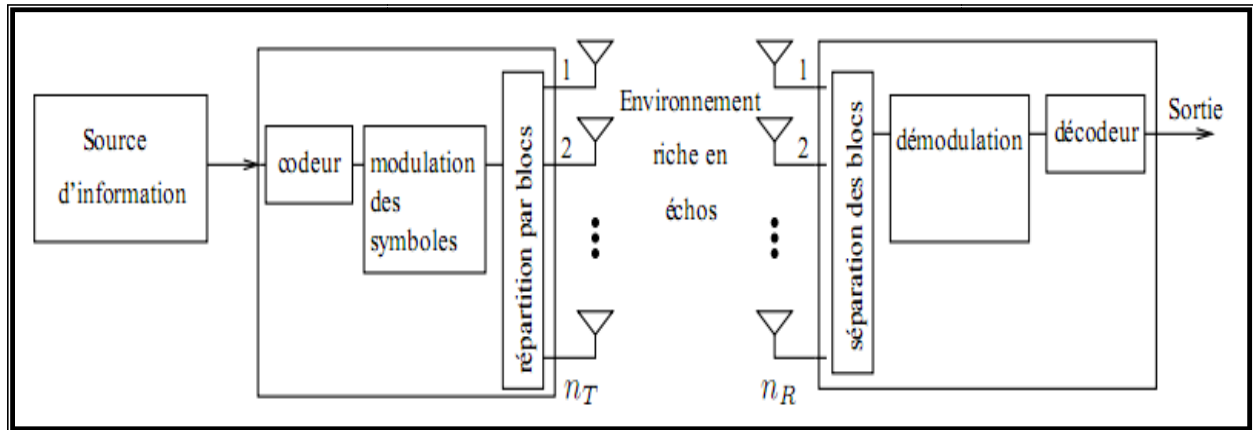


Figure II-15 : schéma du codage spatio-temporel

#### II.4.5 Différentes Classes des codes spatio-temporelle

Une multitude de techniques de codage ont vu le jour dans le but d'une meilleure utilisation de la diversité de transmission. Ces techniques de codages spatio-temporels peuvent être classées en deux catégories : les codes spatio-temporels en treillis (STT), les codes spatio-temporels en Bloc (STB).

##### II.4.5.1 Codes ST en Treillis

Les premiers codes ST en Treillis ont été construits par Tarokh *et al.* Dans [36]. C'est une généralisation des codes en Treillis classiques (canal Gaussien) pour les systèmes MIMO.

Dans un code ST en Treillis les symboles à transmettre à chaque instant, par toutes les antennes émettrices, représentent une transition dans le Treillis. Au début du codage d'une trame le codeur doit être à l'état 0. En fonction de l'état du codeur et des bits entrants, une transition est choisie à chaque instant  $t$ . Si l'étiquette de cette branche est  $s_1^t, s_2^t, \dots, s_n^t$  cela veut dire qu'à l'instant  $t$ , l'antenne  $j$  va transmettre le symbole  $s_j^t$ . La figure 2.2 illustre un exemple de code en Treillis, pour  $nt = 2$ , utilisant une modulation 8-PSK.



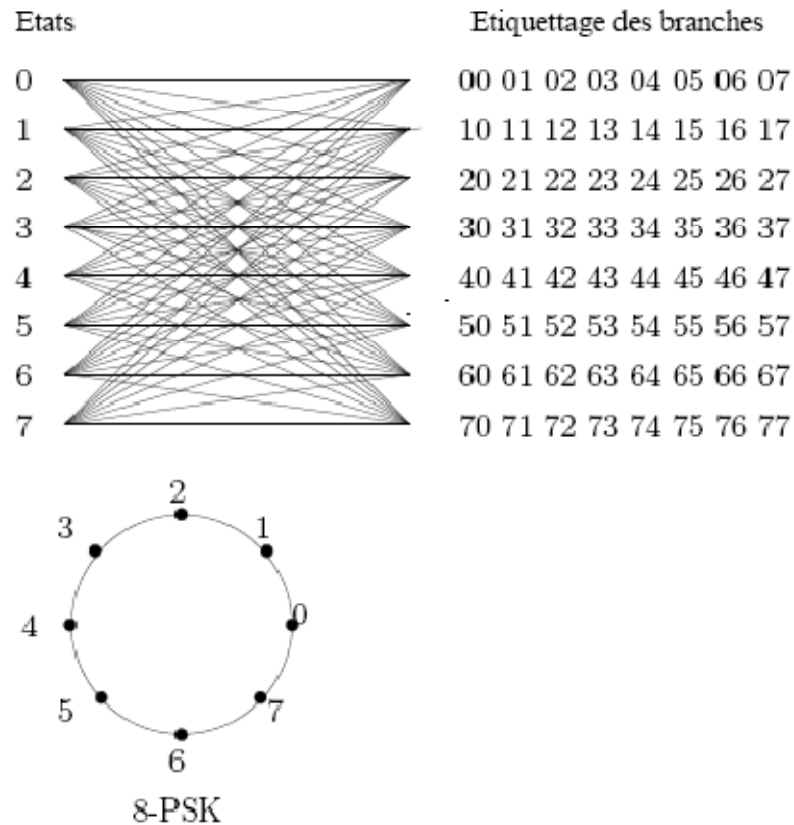


Figure II-16 : Exemple de code ST en Treillis à 8 états

Soit la trame {0, 1,5, 7, 6,4} de symboles 8-PSK à transmettre, le mot de code s'écrit alors :

$$X = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 5 & 7 & 6 \\ 0 & 1 & 5 & 7 & 6 & 4 \end{bmatrix}$$

Le décodage d'un code en Treillis se fait par l'algorithme de Viterbi. Cet algorithme minimise une métrique additive sur tous les chemins dans le Treillis. La complexité de cet algorithme est exponentielle en fonction du nombre d'états du codeur, ce qui rend les codes en Treillis peu pratiques.

Afin de construire des codes ST en Treillis optimaux, dans [37], les auteurs proposent de vérifier les critères du rang, du déterminant et de la trace. La construction proposée des codes ST en Treillis optimaux consiste à choisir un code en Treillis ayant une distance euclidienne optimale et un multiplexage spatio-temporel des symboles d'information maximisant le gain de codage (afin d'assurer une diversité maximale).

### II.4.5.2 Codes ST en blocs

Plusieurs constructions de codes ST en blocs existent dans la littérature, dont quelques unes sont des généralisations d'autres.

Le premier code ST, le fameux code d'Alamouti [27], a trouvé un grand succès grâce à ses propriétés : rendement 1 symbole/uc, diversité pleine et capacité maximale atteinte, pour  $nt = 2$  et  $nr = 1$ . Un autre avantage du code d'Alamouti est son décodage linéaire qui est une conséquence de sa structure orthogonale (les colonnes de la matrice mot de code sont orthogonales). Toutes les bonnes propriétés du code d'Alamouti ont été un facteur motivant pour sa généralisation pour des dimensions plus élevées. Malheureusement, ces constructions ont été pénalisées par leurs rendements strictement inférieurs à 1 symbole/uc. En relâchant la contrainte d'orthogonalité, des codes ST de rendement compris entre 1 et  $N_t$  ont été construits.

La famille des codes ST en couches (layered space-time codes - LST), ont un rendement qui augmente linéairement en fonction du nombre d'antennes, pour des systèmes symétriques ( $n_t = n_r$ ). Un code LST est entièrement défini par le choix du nombre de couches et du codage associé à chacune des couches. Il existe trois types de codes LST : le codage D-BLAST [38], sa version simplifiée VBLAST [39] et le code ST "Wrapped" [40].

Une autre famille de codes ST en blocs existe qui est la famille des codes à dispersion linéaire (linear dispersion code - LD). Un code LD est entièrement défini par le choix du nombre de sous-frames et des matrices de dispersions.

Dans la suite nous détaillerons toutes les constructions de code ST citées, en donnant la structure, le rendement et l'ordre de diversité pour chacun des codes.

### II.4.6 Codes ST orthogonaux

Les codes ST orthogonaux sont des codes ST en blocs tels que les mots de code sont des matrices orthogonales ou unitaires [41]. Cette propriété permet un décodage linéaire de ces codes, c'est pourquoi elle est considérée comme leur point fort. Leur faiblesse est un rendement qui s'écroule lorsque le nombre d'antennes est grand. Le code ST orthogonal ayant le plus grand rendement est le code d'Alamouti.

### II.4.6.1 Code d'Alamouti

Alamouti dans [27] a construit un code ST remarquable, qui atteint la diversité maximale et a un rendement égal à 1 symbole/uc. Ce code est optimal pour deux antennes à l'émission et une antenne à la réception,  $nt = 2$ ,  $nr = 1$ . Un mot de code s'écrit :

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

avec  $s_1$  et  $s_2$  deux symboles d'information. Le vecteur reçu s'écrit :

$$[y_1 \quad y_2] = [h_1 \quad h_2] \cdot \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} + [w_1 \quad w_2]$$

Les signaux reçus aux instants  $t$  et  $t + T$  sont donc

$$\begin{cases} y_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + w_1 \\ y_2 = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + w_2 \end{cases}$$

Soient

$$z = [y_1 \quad y_2^*]^t, \quad \text{et } T = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}$$

On a alors

$$z = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2^* \end{bmatrix}$$

$$T^H \cdot z = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

Étant donné que  $h_1$  et  $h_2$  sont décorrélés alors  $v_1$  et  $v_2$  le sont aussi. Une simple détection à seuil permet de retrouver les symboles  $s_1$  et  $s_2$ . Le détecteur ML se réduit donc à une détection à seuil. La diversité maximale est atteinte, et est égale à 2

Le code d'Alamouti est l'unique code de rendement 1 symbole/uc, de rang plein sur un ensemble fini de C.

Avec  $nr = 1$ , le code d'Alamouti atteint la capacité maximale d'un système MIMO. Mais pour  $nr > 1$ , le code n'exploite plus tous les degrés de liberté du système, il a une capacité équivalente à un système MIMO  $n't = 2nr$  et  $n'r = 1$ . Le code d'Alamouti n'est optimal que pour  $nt = 2$  et  $nr = 1$ .

#### II.4.6.2 Généralisation du code d'Alamouti

La généralisation du code d'Alamouti a été faite par Tarokh *et al.* dans [41] et Tirkkonen et Hottinen dans [42] et [43].

Dans [41], il a été démontré que, pour le cas réel, il existe des constructions orthogonales de code ST seulement pour  $nt = 2, 4$  et  $8$ . Ce problème d'existence de matrice orthogonales réelles est connu en mathématique comme le problème de "Hurwitz-Radon". Par exemple le code pour  $nt = T = 4$  peut être trouvé à partir du code d'Alamouti en passant à la représentation réelle des quaternions de Hamilton. En posant :

$$i = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad j = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$\mathbf{X}_R$  s'écrit :

$$\mathbf{X}_R = a + bi + cj + dk = \begin{bmatrix} a & -b & c & -d \\ b & a & d & c \\ -c & -d & a & b \\ d & -c & -b & a \end{bmatrix}$$

Ce dernier résultat a été généralisé aux systèmes dont les symboles appartiennent à des constellations complexes. Considérant un système ayant  $nt$  antennes à l'émission et un nombre quelconque d'antennes à la réception. Durant  $T$  temps symbole, le système va transmettre  $K$  symboles d'information  $s_i$ . Un mot de code sera donc une matrice  $nt \times T$  dont les éléments sont des combinaisons linéaires des symboles d'information. Un mot de code orthogonal  $\mathbf{C}$  vérifie la relation suivante :

$$C^H C = \left( \sum_{i=1}^k |s_i|^2 \right) I_{n_t} \quad (\text{II.17})$$

Avec  $I_{n_t}$  la matrice identité de dimension  $n_t$ . La relation II.17 garantie :

– La saturation du critère du rang : soient  $C_1$  et  $C_2$  deux mots de code,  $(C_1 - C_2)$  est une matrice unitaire de rang  $n_t$ . Ainsi la diversité maximale est atteinte.

– La saturation du critère du déterminant :  $\min_{c_1, c_2 \in C} (\det(c_1 - c_2)) = a$ , avec  $a$  une constante, qui est donc maximisée.

– L'existence d'un décodage linéaire ML.

Un mot de code s'écrit sous la forme suivante :

$$C = \sum_{l=1}^k (a_l \beta_{2l-1} + b_l \beta_{2l-1}) \quad (\text{II.18})$$

Avec  $s_l = a_l + ib_l$ ,  $l=1, \dots, k$ , et  $\beta_l, l = 0, \dots, 2k-1$  des matrices constantes complexes de dimension  $T \times n_t$ . Afin de vérifier la relation II.17, les matrices  $\beta_l$  doivent vérifier la condition suivante :

$$\beta_l^H \beta_k + \beta_k^H \beta_l = 2\delta_{lk} I_{n_t} \quad (\text{II.19})$$

Un code ST  $C$ , défini à partir de l'équation II.18 et vérifiant II.19 a une diversité pleine, et un rendement égal à  $K/T$  symboles/uc.

#### II.4.7 Codes spatio tempo fréquentiels (STF)

Le codage spatio-temporel fourni un gain de diversité en codant sur les dimensions spatiale, traduit par les antennes multiples, et temporelles. Une transmission de données sur les systèmes MIMO-OFDM est possible en appliquant un code spatio-temporel à chaque sous porteuse. Dans de tels systèmes, on ne réalise pas le gain de diversité maximal possible même si les codes spatio-temporels sont utilisés. En effet, la diversité fréquentielle et la corrélation entre différents sous porteuses sont ignorées dans ces systèmes.

$$\hat{s} = \arg \min \|y - H_s\|^2$$

Une autre approche pour la transmission sur les canaux MIMO utilisant l'OFDM est de remplacer la dimension temporelle par la dimension fréquentielle [44]. En d'autres mots, différents sous porteuses de l'OFDM peuvent être utilisées pour remplacer la dimension temporelle d'un code spatio-temporel. Ceci résulte sur le codeur spatio-fréquentiel dont la figure II.17 donne le schéma.

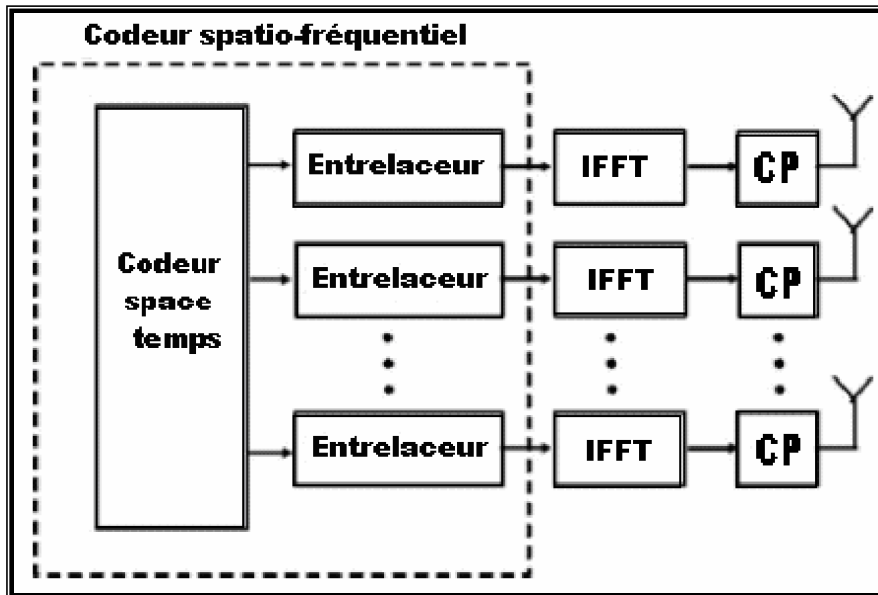


Figure II-17 : schémas bloc d'un codeur spatio-fréquentiel.

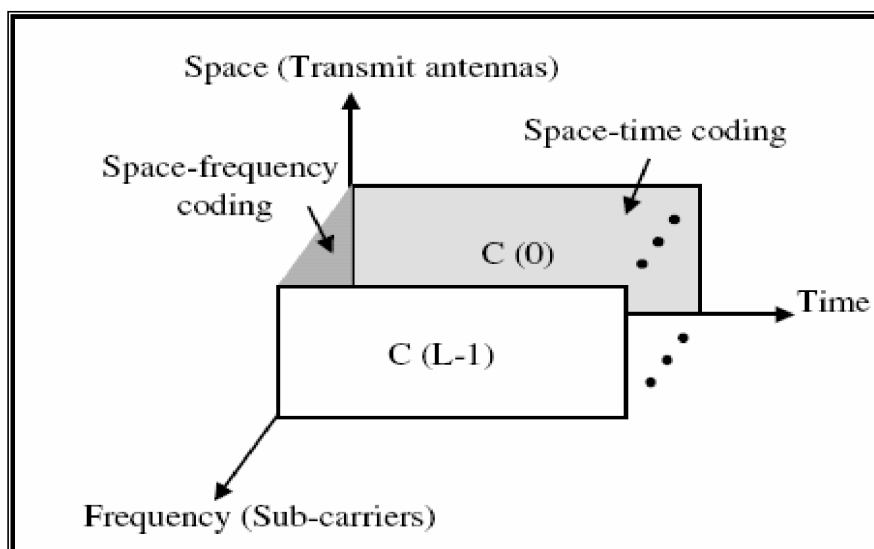


Figure II-18 : Codage spatio-tempo fréquentiel dans l'OFDM.

Pour atteindre véritablement le gain de diversité maximal possible, on pourrait coder sur les trois dimensions espace - temps – fréquence comme le montre la **figure II.18**. Il est clair que la transmission d'un mot code sur différentes sous porteuses peut procurer une diversité additionnelle fréquentielle. Une approche pour une telle transmission consistera en l'usage d'un code correcteur d'erreur et de l'entrelacement. Le rôle de l'entrelacement est de s'assurer que le codage se fait sur les trois dimensions espace-temps-fréquence. On peut donc utiliser divers codes correcteurs d'erreurs entre autre les codes convolutionnels et les turbo codes.

Ouachani [44] en étudiant les schémas de codage spatio tempo fréquentiels basés sur le code d'Alamouti arrive à la conclusion qu'un intérêt de ces codes STF peut résider dans la possibilité de les utiliser dans les réseaux locaux afin d'augmenter les zones de couverture, dans des modes de transmission à bas débit.

## II.5 Algorithmes de décodage associés aux techniques MIMO

Les paragraphes suivants présentent les différentes techniques de décodage en réception. Le canal  $H$  est supposé avoir été estimé au préalable à l'aide de techniques d'estimation de canal. Dans un premier temps les techniques les moins complexes, c'est à dire les récepteurs linéaires tels que l'égaliseur à forçage à zéro (ZF) et à minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE), seront décrites. Puis une technique non linéaire appelée élimination successive d'interférences (OSIC) sera détaillée. Enfin nous aborderons le détecteur optimal basé sur le critère de maximum de vraisemblance (ML) ainsi que le décodeur par sphère (SD).

### II.5.1 L'égaliseur de forçage à zéro (ZF)

L'égaliseur de forçage à zéro est une technique de détection par inversion de matrice. Cette technique consiste à appliquer au vecteur reçu une matrice d'égalisation  $W$ . Le critère ZF a été proposé afin de garantir une élimination de l'IES en sortie de l'égaliseur. La matrice  $W$  est alors égale au pseudo inverse de la matrice de canal :

$$W = (H^H H)^{-1} H^H \quad (\text{II.20})$$

En présence d'évanouissements et de bruit, le critère ZF a pour effet d'augmenter le niveau de bruit ce qui dégrade les performances.

### II.5.2 L'égaliseur minimisant l'erreur quadratique moyenne (MMSE)

L'égaliseur MMSE est basé sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne, donnée par

$$\hat{\mathbf{W}} = \arg \min_{\mathbf{W}} E \left[ \|\mathbf{W}^H \mathbf{y} - \mathbf{s}\|^2 \right] \quad (\text{II.21})$$

La matrice d'égalisation optimale est alors :

$$\mathbf{W} = \mathbf{H}^H \left( \frac{\sigma_b^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I}_{N_r} + \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right)^{-1} \quad (\text{II.22})$$

Avec

$$E[\mathbf{b}\mathbf{b}^H] = \sigma_b^2 \mathbf{I}_{N_r} \quad \text{et} \quad E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \sigma_s^2 \mathbf{I}_{N_t} \quad (\text{II.23})$$

En présence de bruit, la matrice à inverser est toujours définie positive et donc inversible.

Ce récepteur est donc moins sensible au bruit que l'égaliseur ZF mais ces deux égaliseurs deviennent équivalents en l'absence de bruit.

### II.5.3 L'égaliseur à annulations successives d'interférences ordonnées

Les égaliseurs ZF et MMSE n'étant pas toujours satisfaisants : le premier est sensible au bruit et le second n'élimine pas toute l'ISI. Ainsi, Golden et Foschini ont proposé dans un algorithme basé sur un critère ZF ou MMSE à retour de décision afin de décoder les codes BLAST.

Le principe de cet algorithme appelé OSIC est le suivant : la contribution du symbole  $\mathbf{s}$  qui vient d'être détecté est soustraite du vecteur reçu, ce qui donne un vecteur contenant moins d'interférences. L'ordre dans lequel sont détectés les symboles joue un rôle important sur les performances du système.



Le symbole transmis sur la voie de données ayant la plus forte puissance est décodé en premier. Une fois décodé, sa contribution est annulée sur le vecteur reçu, l'opération est ensuite répétée jusqu'à l'obtention de tous les symboles transmis.

Les notations utilisées dans l'algorithme sont les suivantes :

- $(G_i)_j$  est la jème ligne de  $G_i$ .
- les  $k_i$  représentent l'ordre de détection des symboles.
- $Q$  symbolise le processus de quantification.
- $H_{\bar{k}_i}$  est la matrice de canal  $H$  annulée des contributions des  $k_i$  premiers émetteurs, c'est à dire que les colonnes  $k_1, \dots, k_i$  de  $H$  ont été remplacées par des zéros.

L'algorithme OSIC est décrit comme suite :

<b>Initialisation</b>
$i = 1$ $G_1 = \mathbf{H}^\dagger$ $k_1 = \arg \min_j \left\  (G_1)_j \right\ ^2$
<b>Boucle itérative</b>
$\mathbf{W}_{k_i} = (G_i)_{k_i}$ $r_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{r}_i$ $\hat{s}_{k_i} = Q(y_{k_i})$ $\mathbf{y}_{i+1} = \mathbf{y}_i - \hat{s}_{k_i} (\mathbf{H})_{k_i}$ $\mathbf{G}_{i+1} = (\mathbf{H}_{k_i}^-)^\dagger$ $k_{i+1} = \arg \min_{j \notin \{k_1, \dots, k_i\}} \left\  (G_{i+1})_j \right\ ^2$ $i = i + 1$

Figure II-19 : Algorithme de détection OSIC

Comme tous les égaliseurs à retour de décision, l'OSIC a l'inconvénient de propager les erreurs. Ainsi de nombreux algorithmes d'amélioration ont été proposés [45, 46].

### II.5.4 L'égaliseur à Maximum de Vraisemblance

L'égaliseur ML est optimal en terme de BER. Cette méthode consiste à comparer tous les signaux pouvant être reçus aux signaux réellement reçus, afin de sélectionner le plus vraisemblable d'entre eux :

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \quad (\text{II.24})$$

La complexité de cet algorithme croît exponentiellement avec le nombre d'antennes utilisées en émission et le nombre d'états  $M$  de la modulation. En effet, le récepteur doit comparer  $M^{N_t}$  solutions possibles avec le vecteur de signaux reçus.

### II.5.5 Le décodage par sphère

Le décodeur par sphère est un algorithme qui permet d'approcher les performances du décodeur ML tout en réduisant la complexité [47, 48]. Le principe de cet algorithme est de se placer au niveau du signal reçu  $\mathbf{y}$  et de chercher le point le plus proche parmi un réseau de points à l'intérieur d'une sphère de rayon  $\sqrt{R}$ . Cela permet de restreindre le domaine de recherche par maximum de vraisemblance et donc la complexité.

En effet, seuls les points du réseau situés à moins de la distance  $\sqrt{R}$  du signal reçu sont considérés. Le choix de la valeur de  $R$  est donc crucial.

## II.6 Applications envisagées

La première application connue des systèmes MIMO concerne les réseaux locaux sans fil, et l'architecture V-BLAST [49] a d'ailleurs immédiatement engendré un démonstrateur au sein même des laboratoires Bell qui a permis de valider le procédé. L'environnement intra-muros est particulièrement favorable aux systèmes de communication multi-antennes puisqu'il engendre de nombreux échos et que les canaux de transmission varient très lentement dans le temps. Les standards de réseaux locaux sans fil à haut débit, tel Hiperlan 2, vont donc très probablement adopter les systèmes MIMO dans leurs futures normes [50, 51].

L'avènement des systèmes MIMO concerne aussi les réseaux fixes d'accès large bande. Il y a quelques années, prévoyant une explosion des communications large bande, les industriels nord-américains ont déployé une soixantaine de millions de kilomètres de fibre optique. Cependant, devant le coût d'exploitation faramineux, les opérateurs n'ont connecté que moins de la moitié du réseau, et encore aujourd'hui les données sont acheminées par

seulement 20% de ce potentiel. Pourtant les utilisateurs n'étaient guère enchantés par le délai d'attente pour des applications comme la vidéoconférence, dû au goulot d'étranglement des premiers kilomètres. Des technologies parallèles se sont alors mises en place comme l'ADSL ou les transmissions hertziennes. Malheureusement la première génération de systèmes n'était pas franchement fiable, puisque les antennes assurant les liaisons nécessitaient une "ligne de vue" et la couverture n'était généralement pas bonne. L'arrivée des systèmes multi-antennes dans la deuxième génération [52] a révolutionné le marché en réduisant les coûts d'exploitation tout en augmentant les débits et la couverture des réseaux.

La prochaine application, la plus attendue sans aucun doute, des systèmes MIMO reste bien sûr les réseaux mobiles de troisième génération (UMTS en Europe) et au-delà [53]. L'approche MIMO augmente bien sûr les coûts de fabrication puisqu'elle nécessite plus de chaînes d'amplification radiofréquences (RF), sans compter que la taille des émetteurs et des récepteurs devraient augmenter puisqu'il faut une certaine distance de cohérence entre les antennes. Néanmoins ces problèmes devraient être résolus par les progrès de l'intégration RF et les productions à grande échelle. Les industriels espèrent beaucoup de la technologie multi-antennes, et pensent qu'elle peut régler nombre de problèmes de débit et de fiabilité. Mais les systèmes MIMO sont encore plus efficaces s'ils sont associés avec d'autres technologies, comme les multiplexeurs ou l'accès multiple.

## **II.7 Compatibilité avec les techniques d'accès multiple**

La recherche sur les MIMO s'est pour l'instant focalisée sur la caractérisation des liaisons point à point. Cependant, les systèmes cellulaires en particulier ne peuvent pas être considérés comme des ensembles de liaisons point à point mais plutôt comme un canal à accès multiple pour la liaison montante (beaucoup d'utilisateurs émettant vers une station de base) et un canal de large diffusion pour la liaison descendante (une station de base qui émet vers beaucoup d'utilisateurs).

De nombreuses études sont donc menées pour associer l'efficacité de la technologie multi-antennes aux possibilités d'accès multiples [54, 55], principalement l'accès multiple à répartition par code (AMRC, plus connu sous son acronyme anglais CDMA). En particulier, la technologie V-BLAST, dont les performances en contexte d'accès multiple restent très intéressantes [56], semble vivement intéresser les opérateurs.

Le CDMA fut une révolution technologique pour la transmission de la parole, puisqu'il était conçu pour l'accès de multiples utilisateurs faible bande. Cependant, les modifications nécessaires pour les applications large bande éloignent la technologie CDMA de ses atouts originels, entraînant une perte de couverture et de capacité du réseau.

Les industriels cherchent donc d'autres techniques d'accès multiples plus adaptées aux transmissions large bande. Les caractéristiques des modulations multiporteuses sont ainsi très attractives et de nombreux algorithmes d'accès multiple MIMOMC-CDMA ont vu le jour [57]. Les débits élevés et la fiabilité de la transmission offerts par les multiporteuses semblent ainsi prendre le pas sur le manque de flexibilité et de simplicité de régulation des fréquences.

Nous allons démontrer dans le chapitre 4 l'efficacité de l'association MIMO et de la modulation multiporteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), caractérisée par l'orthogonalité entre ses porteuses. La technique d'accès multiple basée sur l'OFDM porte logiquement le nom d'OFDMA et son association avec le codage spatio-temporel en blocs conçus est déjà à l'étude et semble très prometteuse [58]. Étant donné le potentiel des systèmes MIMO, ceux-ci seront très certainement retenus par la plupart des normes de télécommunications et devront donc être associés à la plupart des techniques d'accès multiple.

## II.6 Conclusion

Les systèmes multi antennes connaissent un net regain d'intérêt et le nombre d'études sur le sujet suit une courbe quasiment exponentielle. Nous avons essayé dans ce chapitre de proposer une vue d'ensemble du domaine, en nous attardant principalement sur les différents types d'architectures et les différents types de codage. Les antennes réceptrices reçoivent un mélange des contributions de toutes les antennes émettrices. Nous avons donc présenté plusieurs algorithmes, linéaires ou non, permettant de séparer les signaux et de retrouver l'information initiale. Dans le but de faire augmenter le débit de plus en plus et d'avoir la meilleure qualité de signal à la réception, nous allons introduire dans le chapitre suivant la notion de modulation multi porteuses OFDM et nous allons l'associer avec la technique MIMO pour trouver une solution optimale.

### III -1 Introduction

La principale contrainte des systèmes MIMO utilisant le multiplex spatial réside dans l'obligation d'utiliser les systèmes dans une bande de fréquence relativement étroite. Ces systèmes ne fonctionnent en effet que dans des environnements propices aux multi-trajets et qui proposent par conséquent de nombreux échos. Pour éviter l'IES, la période symbole doit donc être largement supérieure au plus long des échos, ce qui réduit le spectre utilisable. Il existe plusieurs techniques pour élargir la bande spectrale d'un signal, parmi lesquelles l'étalement de spectre, qu'il soit par séquence directe ou par sauts de fréquence, et les techniques multi porteuses.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à une modulation multi porteuses particulière, le multiplex à division de fréquences orthogonales (OFDM). Cette modulation divise une large bande de fréquences en plusieurs porteuses contiguës, et l'orthogonalité qui la caractérise autorise un certain recouvrement spectral des porteuses.

La bande de fréquence utile peut donc être élargie et l'architecture spatio-temporelle par couches conservée dans chaque sous-porteuse. Après avoir brièvement présenté la technologie multi porteuse OFDM, nous présentons donc dans ce chapitre les bases de l'association d'une telle modulation avec un système BLAST.

### III.2 Présentation de l'OFDM

Si les premières études sur les multi porteuses datent de la fin des années 1950, le multiplex à division de fréquences orthogonales, plus connu sous le nom anglophone OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a fait son apparition une dizaine d'années plus tard grâce notamment aux travaux de Chang [59].

Délaissée ensuite lors du développement de la théorie de l'égalisation pour les systèmes mono porteuses (de moindre complexité), l'OFDM dut son retour en grâce vers le milieu des années 1980 au projet de radiodiffusion numérique DAB (Digital Audio Broadcasting). En effet les systèmes mono porteuses, contrairement à l'OFDM, ne remplissaient pas les conditions de résistance aux trajets multiples et de débit élevé

pour un taux d'erreur binaire faible requis par cette nouvelle application. Depuis lors, l'OFDM est restée une technique prépondérante, puisqu'elle est utilisée pour de nombreuses applications comme la télévision numérique DVB (Digital Video Broadcasting) ou la norme ADSL (Assymmetric Digital Subscriber Line) permettant des liaisons internet à haut débit. Enfin l'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les futurs standards de troisième et quatrième générations, où il est notamment question de l'associer au CDMA (Code Division Multiple Access) ou aux systèmes multi-antennes, comme nous allons le voir dans ce chapitre.

### III.2.2 Principe de l'OFDM

L'OFDM consiste à diviser un flux de symboles à la cadence  $\frac{1}{T}$  en  $N$  flux de symboles à la cadence  $\frac{1}{NT}$ .  $N$  symboles sont ainsi transmis en parallèle sur une durée  $NT$ . La bande passante est donc divisée en  $N$  sous bandes dont la transmittance est presque constante, ce qui explique la robustesse de cette modulation en présence de canaux sélectifs en fréquence [60].

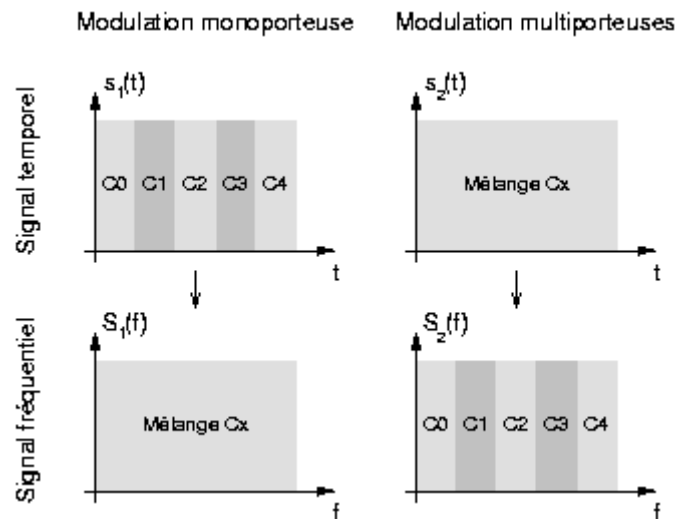


Figure. III.1 : Comparaison des systèmes multi-porteuses et mono-porteuses.

On considère la voix descendante d'un système de communication sans fil basé sur une transmission OFDM avec une station de base et des terminaux mobiles [61]. Le système comporte:

- K usagers, soit  $R_k$  ( $k : 1 \dots K$ ) le débit du  $k^{\text{ème}}$  utilisateur exprimé en Bits/seconde.
- N sous porteuses sur lesquelles les données sont modulées. Un utilisateur peut allouer un ensemble de ces sous-porteuses.

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

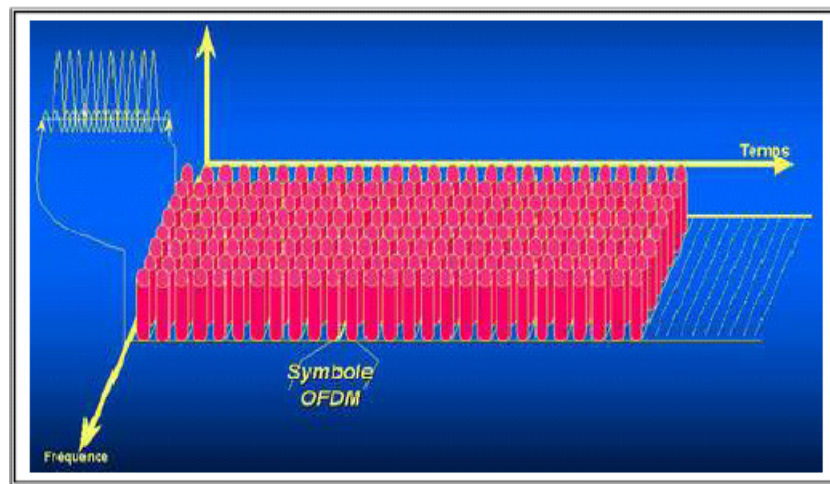


Figure III.2: Symbole OFDM

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

### III.2.3 Notion d'orthogonalité

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

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

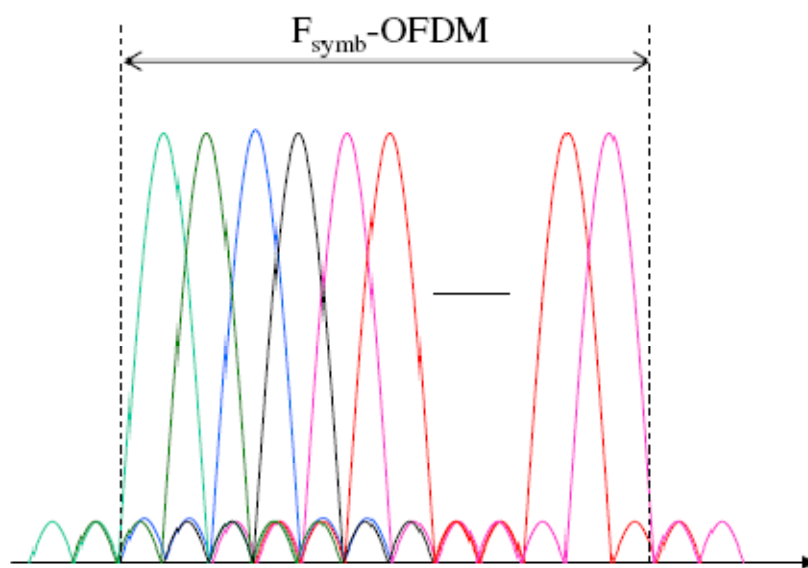


Figure III.3: N sous-porteuses orthogonales pour un système OFDM.

En considérant tout d'abord le signal OFDM comme un simple multiplexage en fréquence, la  $k^{\text{ème}}$  sous-porteuse (en bande de base) peut s'écrire sous la forme [62]:



$$\psi_k(t) = \exp(jkwut) \quad (\text{III.1})$$

$$\text{Avec } w_u = 2\pi/T_u$$

Les porteuses doivent satisfaire la condition d'orthogonalité

$$\int_{\tau}^{\tau+T} \psi_k(t)\psi_l dt = 0, \quad k \neq l \quad (\text{III.2})$$

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

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

### III.2.4 Préservation de l'orthogonalité (Intervalle de garde)

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

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

Entre chaque symbole transmis, on insère une zone "morte" appelée intervalle de garde (**Figure III.4**).

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

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

$$T_s = T_g + T_u \quad (\text{III.3})$$

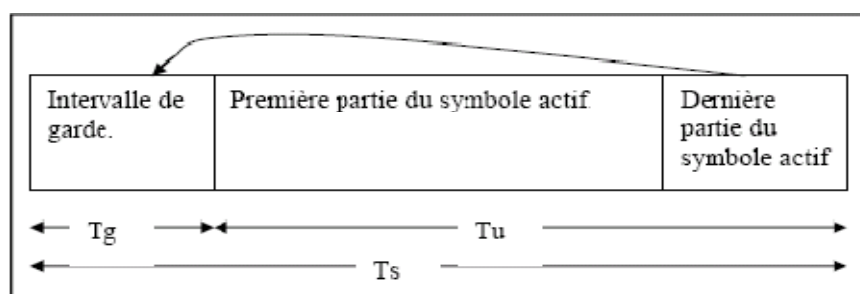


Figure III.4: Intervalle de garde (Préfixe cyclique)

### III.2.5 Schéma bloc d'un système OFDM

Le schéma (**Figure III.5**) représente un système OFDM complet. Il comporte un émetteur, un récepteur et un canal radio à travers lequel se fait la transmission [63].

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

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

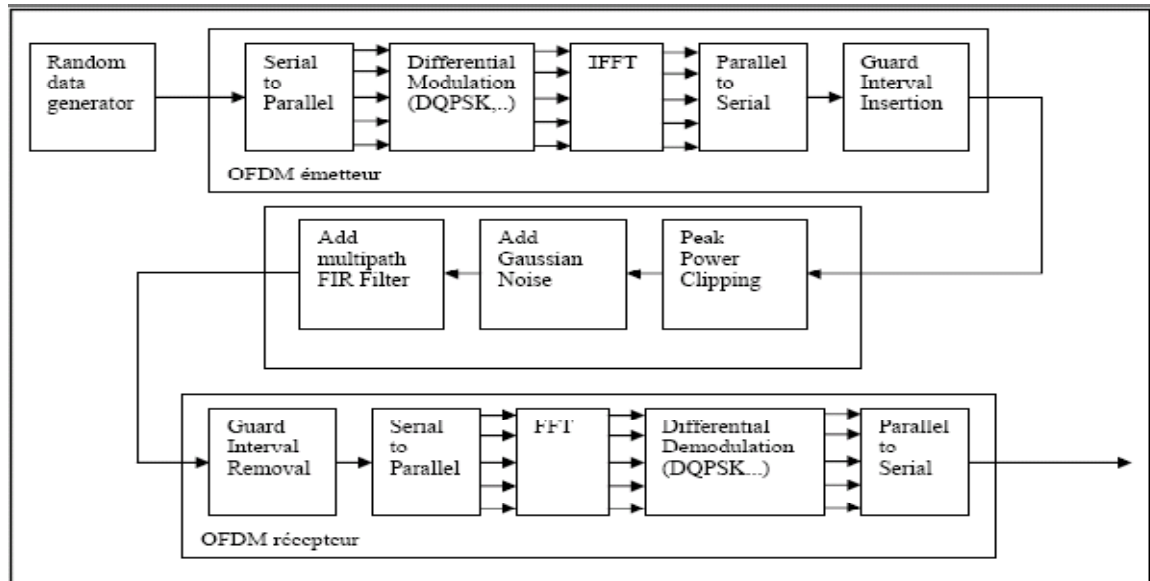


Figure III.5: Schéma bloc d'un système OFDM

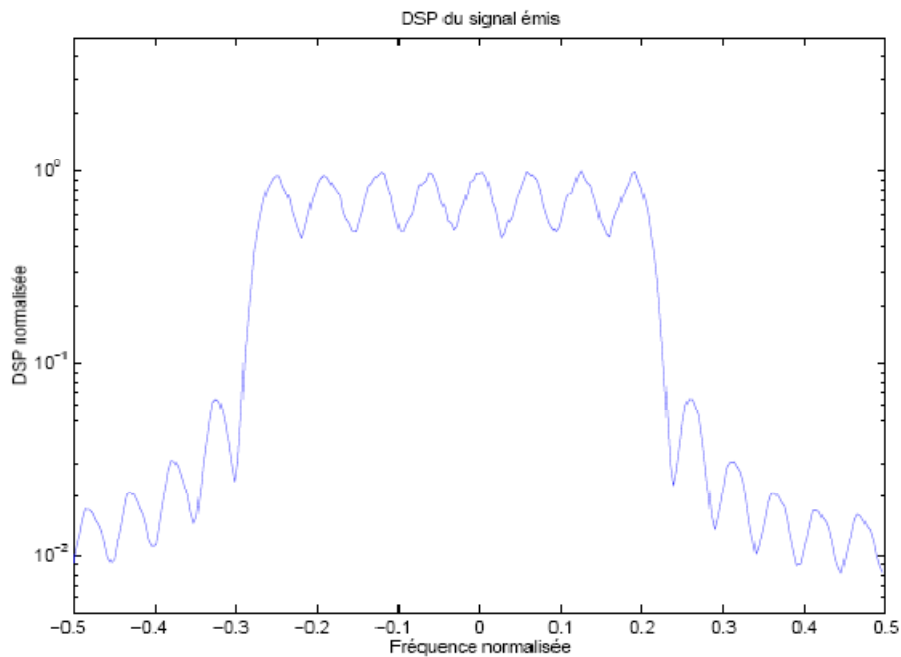


Figure III.6: Densité spectrale de puissance de la transmission OFDM à l'émission

**Figure III.6** représente la densité spectrale de puissance de cette OFDM avant le passage dans un canal, et on distingue nettement les 8 lobes correspondant aux 8 fréquences utilisées.

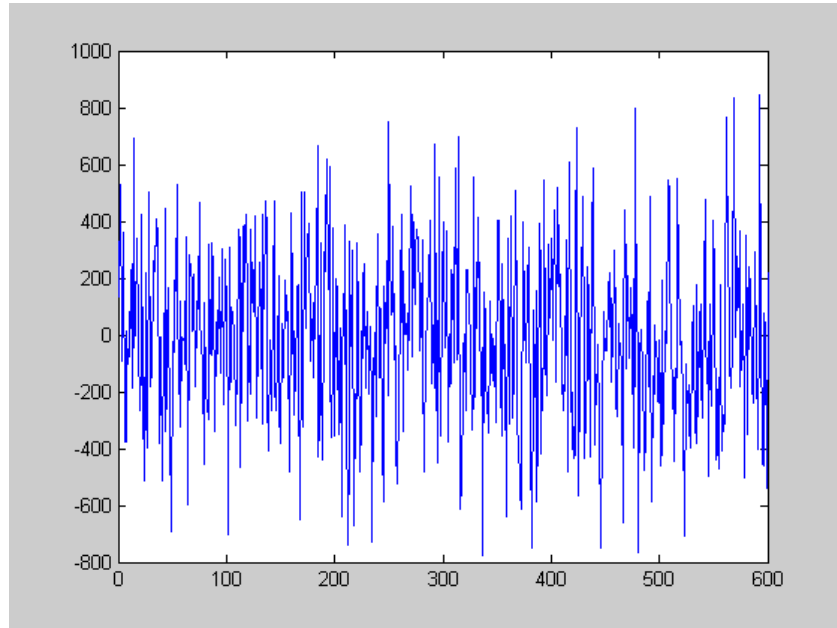


Figure III.7: signal à l'entrée du récepteur OFDM

### III.2.6 Modèle de signaux et adaptation

La section précédente était consacrée à la description de la modulation OFDM. Dans cette section, nous étudions comment combiner l'OFDM avec un réseau d'antennes en réception [64]. Nous allons adopter la méthode du beamforming adaptatif qui consiste à additionner les signaux reçus par le réseau après avoir été pondérés par des poids spécifiques à chaque porteuse et à chaque antenne. Le calcul des poids repose sur la connaissance du canal et sont adaptés lors des variations de celui-ci. D'où le qualificatif d'adaptatif.

A la sortie d'un émetteur OFDM le  $m^{\text{ième}}$  échantillon d'un symbole OFDM peut être écrit par:

$$x_m = \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp\left\{j \frac{2\pi mn}{N}\right\}, \quad 0 \leq m \leq N - 1 \quad (\text{III.4})$$

$N$  est le nombre des sous porteuses et  $X_n$  est le symbole de données de la  $n^{\text{ième}}$  sous porteuse. Nous considérons que chaque symbole OFDM est transmis à travers un canal de transmission multi-trajets avec  $L$  trajets distincts et le récepteur est muni

d'un réseau d'antennes linéaire composé de  $K$  éléments uniformément espacés. Le  $m^{\text{ième}}$  échantillon présent à l'élément  $k$  du réseau d'antennes est donné par la formule suivante :

$$r_{m,k} = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l} x_m \exp \left\{ -j \left( \frac{2\pi}{\lambda} (k-1) d \sin \theta \right) \right\} + n_{m,k}, \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (\text{III.5})$$

Avec  $d$  l'espacement entre les éléments d'antennes,  $\lambda$  la longueur d'onde de la porteuse,  $\theta$  l'angle d'arrivée du signal avec la normale du réseau,  $h_{m,l}$  variable aléatoire complexe due au  $l^{\text{ième}}$  trajet à l'instant  $m$  et  $n_{m,k}$  est le bruit AWGN à l'élément  $k$  du réseau d'antennes à l'instant  $m$ .

Si nous considérons  $w_k(\theta)$  est le déphasage du signal reçu à l'élément  $k$  du réseau d'antennes,

$$r_{m,k} = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l} x_m \exp \{ -j w_k(\theta) \} + n_{m,k}, \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (\text{III.6})$$

$$\text{Avec } w_k(\theta) = \frac{2\pi}{\lambda} (k-1) d \sin \theta$$

À la sortie du module FFT correspondant à l'élément  $k$  du réseau d'antennes, le symbole démodulé de la  $n^{\text{ième}}$  porteuse est formulé par :

$$Y_{n,k} = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} X_m H_l(n-m) \exp \left\{ -j \left( \frac{2\pi m l}{N} + w_k(\theta) \right) \right\} + N_{n,k} \quad (\text{III.7})$$

$$= \left[ \sum_{l=0}^{L-1} H_l(0) \exp \left\{ -j \left( \frac{2\pi m l}{N} + w_k(\theta) \right) \right\} \right] X_n + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} X_m H_l(n-m) \exp \left\{ -j \left( \frac{2\pi m l}{N} + w_k(\theta) \right) \right\} + N_{n,k}$$

$$Y_{n,k} = \alpha_{n,k} X_n + \beta_{n,k} + N_{n,k} \quad (\text{III.8})$$

Avec  $N_{n,k}$  est le bruit AWGN à l'élément d'antennes  $k$ ,  $\alpha_{n,k}$  est la distorsion sur le signal causé par le canal,  $\beta_{n,k}$  est le terme ICI (interférence inter-chip) et  $H_l(n-m)$  est la FFT de la réponse du canal à trajets multiples  $h_{m,l}$  défini comme suit :

$$H_{l(n-m)} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} h_{m,l} \exp \left\{ -j \frac{2\pi k(n-m)}{N} \right\} \quad (\text{III.9})$$

Si nous considérons que le canal est invariant dans le temps pendant la durée d'un symbole OFDM,  $H_l(n-m)$  est égale à zéro. Aussi il n'aura pas d'ICI et  $\beta_{n,k}$  est égale à zéro. Pour minimiser  $\alpha_{n,k}$ , on peut utiliser un égaliseur. Cependant,  $\alpha_{n,k}$  contient  $\omega_k(\theta)$ , qui fournit les informations des directions d'arrivée (DOA) pour la formation de faisceau, ainsi l'égalisation ne devrait pas être exécutée afin de garder l'information de DOA. au lieu de cela, nous laissons la distorsion multiplicative avec le symbole démodulé pour que le beamformer puisse orienter le faisceau vers la direction de l'utilisateur désiré et en même temps réduire au minimum l'effet de  $\alpha_{n,k}$ . Puisque la distorsion multiplicative peut être assez distinctive à travers les sous-porteuses, un seul formateur de faisceau ne pourra pas supprimer cette distorsion efficacement. Donc, les symboles sur les différentes sous-porteuses devraient être traités par leurs propres formateurs de faisceau. De cette façon, chaque formateur de faisceau a son propre vecteur de pondération qui combine les symboles démodulés sur son sous-porteuse correspondante d'une manière optimale.

La sortie du formateur de faisceau est donnée par l'équation suivante [65] :

$$P_t = \sum_{k=1}^K W_{n,k} Y_{n,k}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (\text{III.10})$$

Avec  $W_{n,k}$  est le vecteur de pondération du  $n^{\text{ième}}$  formateur de faisceau.

### III.3 Approche de l'association MIMO/OFDM

#### III.3.1 Idées de base

BLAST est une approche très efficace pour la transmission de données sur des canaux sans fils multi trajets. La condition de bande étroite impose cependant la contrainte suivante:

$$T_s \gg T_d \quad (\text{III.11})$$

Où  $T_s$  est la période symbole et  $T_d$  la durée de l'écho le plus grand. Si l'on considère par exemple une transmission hertzienne indoor, avec  $T_d = 10^{-6}$  s la période symbole doit être au moins égale à  $T = 10^{-5}$  s, ce qui correspondrait à un débit maximal de 2 Mbit/s, en considérant une efficacité spectrale de 20 bits/s/Hz. La largeur de bande maximale utilisée serait approximativement  $\frac{1}{T} = 10 \text{ KHz}$ , ce qui représente une bande vraiment étroite. Il serait donc intéressant d'utiliser une bande plus large pour augmenter le débit, mais c'est impossible, car dans ce cas le modèle BLAST de base (2.2) n'est plus valable.

Dans ce le paragraphe suivant nous proposons une approche qui utilise simultanément BLAST et l'OFDM. Une large bande est divisée en P bandes étroites par l'OFDM. Dans chacune de ces bandes, l'approche BLAST peut être utilisée pour tirer profit des multi-trajets et atteindre une grande efficacité spectrale. Ainsi, pour l'exemple précédent, si on utilise une OFDM avec P = 128 porteuses, on utilise une largeur de bande de 12,8 MHz pour atteindre un débit de 256 Mbit/s [66].

#### III.3.2 Principe de l'approche proposée

La chaîne de symboles est démultiplexée en  $n_T$  sous-chaînes qui correspondent aux  $n_T$  émetteurs. Chaque sous-chaîne passe dans un modulateur OFDM. Si on considère un paquet de  $n_T \times P$  symboles et que l'on Note  $\{S_k\}_{k=0}^{n_T \times P - 1}$

Ces symboles, ceux-ci peuvent être placés dans une matrice A de taille  $n_T \times P$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} s_0 & s_{n_T} & \cdots & s_{n_T(P-1)} \\ s_1 & s_{n_T+1} & \cdots & s_{n_T(P-1)+1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{n_T-1} & s_{2n_T-1} & \cdots & s_{n_T P-1} \end{pmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Où chaque ligne correspond aux symboles émis par un émetteur et passe par un modulateur OFDM.

On insère ensuite  $P$  colonnes ne contenant que des 0 au milieu de cette matrice  $\mathbf{A}$ , entre la colonne  $\frac{P}{2}$  et la colonne  $\frac{P}{2} + 1$ . On note  $\mathbf{B}$  cette nouvelle matrice, et on fait l'opération suivante:

$$\mathbf{C} = \mathbf{B} \cdot \mathbf{W} \quad (\text{III.13})$$

Où:

$$\mathbf{W} = \frac{1}{\sqrt{2P}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & w & w^2 & \cdots & w^{2P-1} \\ 1 & w^2 & w^4 & \cdots & w^{2(2P-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & w^{2P-1} & w^{2(2P-1)} & \cdots & w^{(2P-1)^2} \end{pmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Et  $\omega = e^{j2\pi/2P}$ . L'équation (III.13) correspond à une transformée de Fourier discrète inverse. Enfin, une copie des  $P_g$  dernières colonnes de la matrice  $\mathbf{C}$  est insérée au début de la matrice. La matrice résultante, de taille  $n_t \times (2P + P_g)$  est appelée  $\mathbf{D}$  et chacune de ses lignes  $i$  représente un signal numérique en bande de base qui est transmis par la  $i^e$  antenne émettrice.



En réception, après retour en bande de base et échantillonnage, on obtient une matrice  $\tilde{D}$  de taille  $n_R \times (2P \times P_g)$ . On obtient la matrice  $\tilde{C}$  en supprimant les  $P_g$  premières colonnes, et on opère une transformée de Fourier discrète:

$$\tilde{B} = \tilde{C}.W^{-1} \tag{III.15}$$

On obtient finalement la matrice  $\tilde{A}$  de taille  $n_R \times P$  en supprimant les  $P$  colonnes centrales de  $\tilde{B}$ . L'intérêt de cette approche, comme nous allons le montrer dans la prochaine section, est que ce système de transmission est équivalent à  $P$  systèmes BLAST en parallèle, chacun transmettant une colonne de la matrice  $A$ . Pour obtenir une estimation des symboles émis, il suffit donc d'appliquer l'algorithme BLAST à chacune des colonnes de  $\tilde{A}$ . Le principe de cette association MIMO-OFDM est représenté sur la **Figure III.8 [66]**.

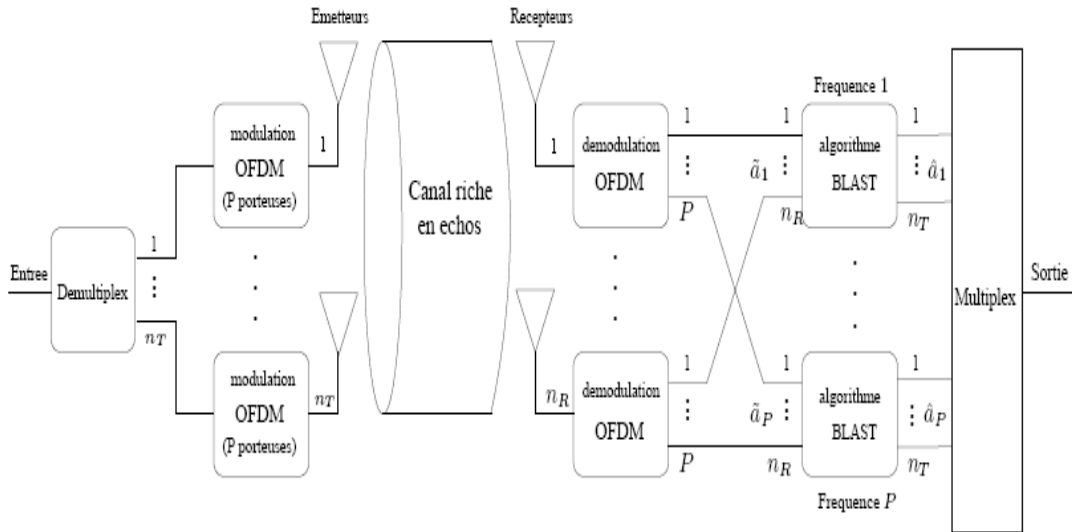


Figure III.8 : Principe du système BLAST/OFDM

### III.3.3 Démonstration du modèle théorique équivalent

Par souci de simplicité, le bruit n'apparaît pas dans les équations ci-dessous. En utilisant la transformée en  $Z$ , le canal de transmission entre les antennes, c'est-à-dire entre les matrices  $D$  et  $\tilde{D}$ , peut être représenté par une matrice  $F(z)$ :

$$F(z) = F_0 + F_1 z^{-1} + \dots + F_{P_g-1} z^{-(P_g-1)} \quad (\text{III.16})$$

Où chaque  $F_i$  est une matrice de taille  $n_R \times n_T$ . Représentons la matrice C par le vecteur  $c(z)$ :

Où  $c_i$  représente la colonne  $i + 1$  de la matrice C. En utilisant une représentation similaire pour la matrice  $\tilde{C}$  on peut écrire:

$$c(z) = c_0 + c_1 z^{-1} + \dots + c_{2P-1} z^{-(2P-1)} \quad (\text{III.17})$$

A cause de la structure de la matrice D l'effet du canal peut en effet être vu comme une convolution circulaire multidimensionnelle sur les colonnes de C. De plus, comme  $(\omega^k)^{-2P} = 1$  quel que soit l'entier  $k$ , l'équation (III.17) donne:

$$\tilde{c}(w^k) = F(w^k)c(w^k) \quad (\text{III.18})$$

Mais d'après (III.13) et (III.14):

$$\tilde{B} = [\tilde{c}(1), \tilde{c}(w), \tilde{c}(w^2), \dots, \tilde{c}(w^{2P-1})] \quad (\text{III.19})$$

Il existe une relation équivalente entre les matrices B et C, donc:

$$\tilde{b}_k = F(w^k).b_k \quad (\text{III.20})$$

Où  $k = 0, 1, 2, \dots, 2P - 1$  et  $b_k$  et  $\tilde{b}_k$  représentent respectivement les colonnes de B et  $\tilde{B}$ . Finalement si on note  $a_k$  et  $\tilde{a}_k$  les colonnes de A et  $\tilde{A}$ . On a :

$$\tilde{a}_k = H_k a_k \quad (\text{III.21})$$

Où, comme  $w^p = -1$

$$H_k = \begin{cases} F(w^k) & \text{pour } k = 0, \dots, \frac{P}{2} - 1 \\ F(-w^k) & \text{pour } k = \frac{P}{2}, \dots, P - 1 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Le système de transmission est donc équivalent à P systèmes BLAST parallèles et indépendants, chacun étant caractérisé par une matrice  $H_k$  de taille  $n_R \times n_T$ . Il n'y a donc qu'à utiliser l'algorithme BLAST pour chaque vecteur  $\tilde{a}_k$  pour estimer les vecteurs de symboles  $a_k$ . Ce système global équivalent BLAST/OFDM est représenté sur la **figure III.9**.

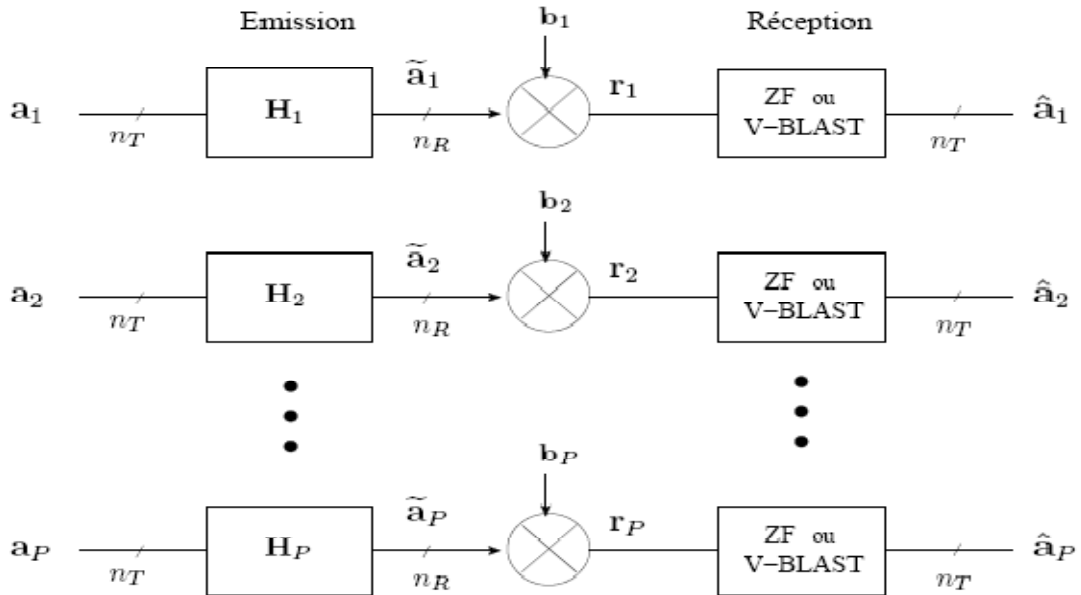


Figure III.9 : Système équivalent de l'association MIMO/OFDM

### III.4 performances de BLAST-OFDM

Nous venons de voir que l'association des techniques BLAST et OFDM permettait de s'affranchir de la contrainte de bande étroite imposée par l'algorithme BLAST. Nous avons choisi, dans ce chapitre, de nous intéresser dans un premier temps à un autre domaine d'application, celui des communications mobiles, et pour éprouver la validité de l'association BLAST-OFDM dans ce milieu.

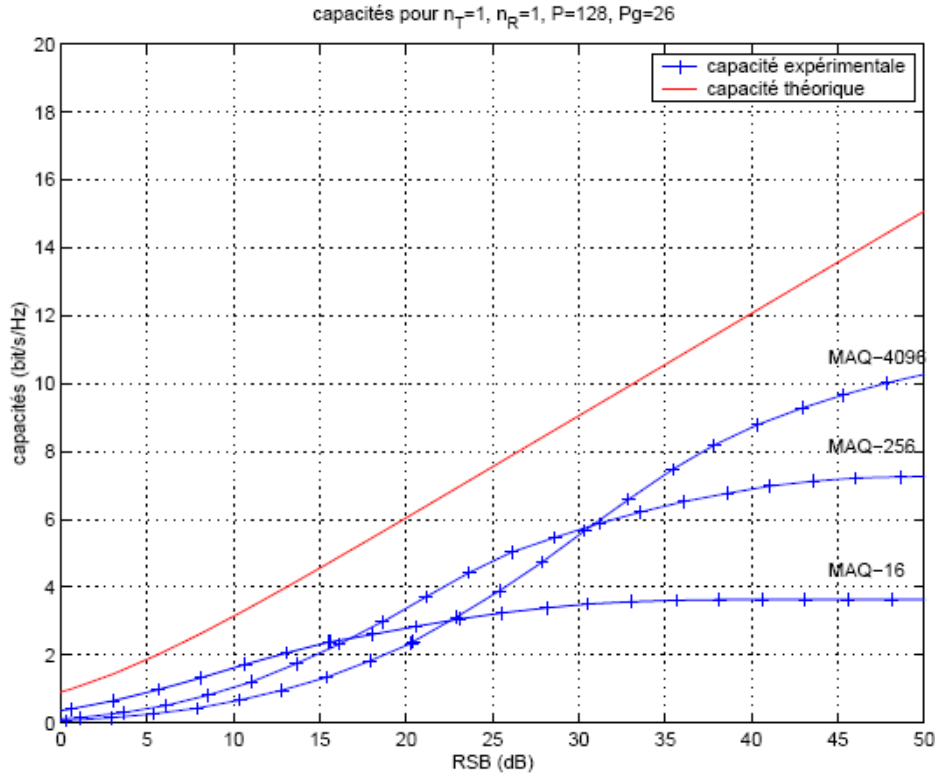


Figure III.10 : Capacités (bit/s/Hz) d'un système de transmission MIMO-OFDM pour les modulations MAQ-16, 256 et 4096

La **figure III.10** étudie l'impact du RSB sur la capacité du système BLAST-OFDM. On utilise une modulation d'amplitude en quadrature avec des constellations de  $2^m$  points pour  $m = 4; 8$  et  $12$ . Ce dernier cas correspond à une constellation MAQ-4096; ce type de constellation est évidemment irréaliste en pratique, mais elle montre dans notre exemple l'accord des capacités expérimentales avec la courbe théorique. Cette figure illustre clairement qu'en fonction du RSB, la capacité maximale susceptible d'être atteinte par le système de transmission dépend du type de constellation utilisé.

La **figure III.11** montre le TEB en fonction du  $E_b = N_0$ , pour différentes constellations (MAQ-4, 16, et 256). Si le TEB augmente bien évidemment avec la taille de la constellation, la différence n'est pas aussi importante qu'on aurait pu s'y attendre, et quand on monte en rapport signal sur bruit, le nombre d'erreurs diminue très rapidement [66].

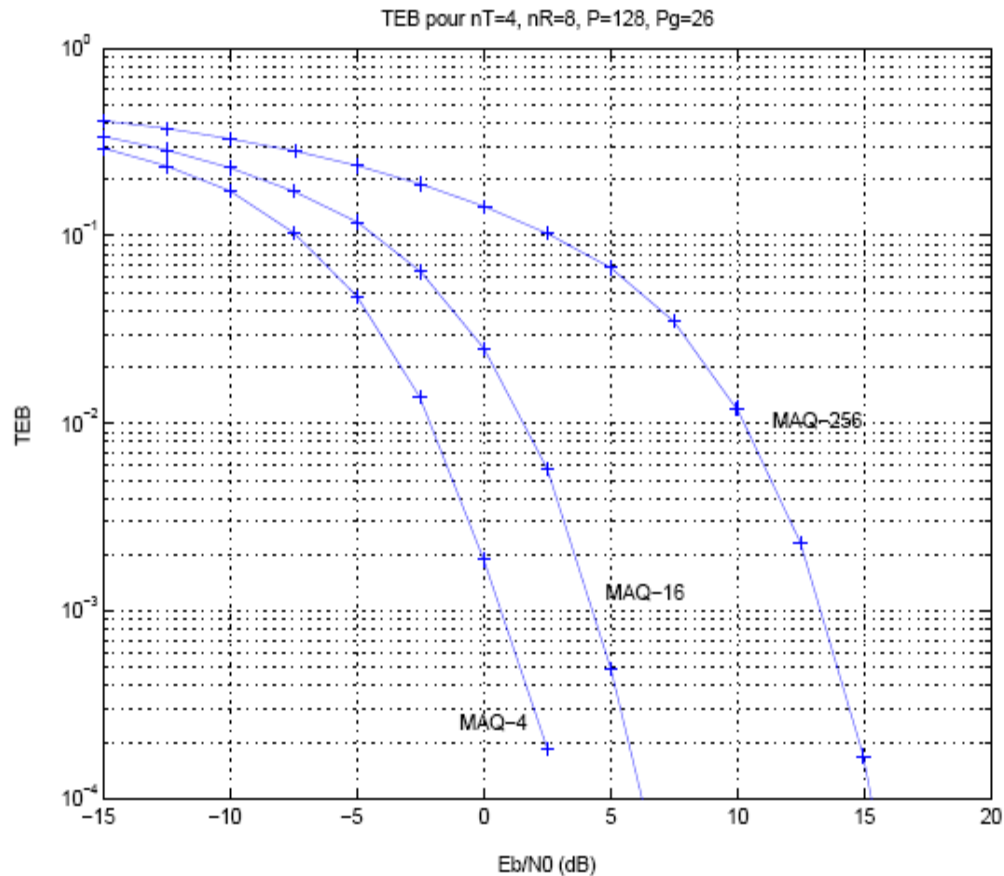


Figure III.11 : TEB pour les modulations MAQ-4, 16, et 256

### III.5 Application des codes espace-temps aux systèmes MIMO/OFDM

#### III.5.1 État de l'art sur les codes STF-OFDM :

La transmission à travers des canaux sans-fils souffre des atténuations dues aux additions destructives des trajets multiples dans les milieux de propagation. Ces atténuations peuvent varier rapidement dans l'espace et selon les axes temporel et fréquentiel.

À la base, les codes spatio-temporels sont principalement conçus pour les canaux non-sélectifs en fréquence. Cependant, les futurs systèmes sans-fils à large bande transmettent les symboles avec une période plus petite que le retard de propagation du canal, ce qui résulte en un canal sélectif en fréquence [67]. La tendance vers l'utilisation des applications sans-fils à large bande, motive la conception de codes spatio-temporels en présence de canaux à trajets multiples sélectifs en fréquence.

Contrairement aux canaux non-sélectifs en fréquence, la conception de codes spatio-temporels pour les canaux à trajets multiples n'est pas très évidente, car les signaux transmis par plusieurs antennes se mélangent non seulement dans l'espace mais également dans le temps. Dans le but de garder la simplicité de décodage des codes spatio-temporels et en se servant des codes déjà conçus pour les canaux non-sélectifs en fréquence, la majorité des travaux existants ont proposé une approche en deux étapes.

D'abord, ils annulent l'effet de l'interférence inter-symboles (IIS) en convertissant les canaux sélectifs en fréquence en des canaux non-sélectifs en fréquence. Puis, ils conçoivent des codeurs spatio-temporels et leurs décodeurs respectifs adaptés aux canaux non-sélectifs en fréquence résultants. Une des approches proposées pour combattre l'interférence inter-symboles consiste à employer un égaliseur MIMO (noté par MIMO-EQ) au niveau du récepteur afin de transformer la réponse impulsionnelle du canal MIMO en une réponse sans interférence [68, 69]. Une autre approche avec une complexité réduite du récepteur consiste à profiter d'une des propriétés de l'OFDM, qui convertit un canal sélectif en fréquence en un ensemble de sous-canaux parallèles non-sélectifs en fréquence.

De nombreux travaux de recherche se sont par la suite focalisés sur la manière d'appliquer des codes spatio-temporels sur les sous-canaux non-sélectifs en fréquence, nous citons [70] qui suppose la connaissance du canal à l'émission, et [71, 72, 73, 74, 75, 76, 77] qui n'exigent aucune connaissance du canal à l'émetteur. Dans la littérature, d'autres codes espace-temps-fréquence (Space-Time-Frequency, STF) appliqués aux systèmes MIMO/OFDM sont étudiés, par exemple : les codes en treillis (généralement notés STTC comme abréviation de *Space-Time Treillis Codes*) [78, 79, 80], Les codes à constellations circulantes [83], les codes espace-temps à retard cyclique (cyclic-delay codes) [82]. Dans ce chapitre, nous nous intéressons seulement aux codes STF en bloc, lorsque l'émetteur n'a aucune connaissance du canal.

Dans [7], un code STF en bloc de rendement  $3=4$  s'appliquant à 3 antennes est proposé. Il a été montré qu'il peut atteindre un ordre de diversité de  $3n_R$ , où  $n_R$  est le nombre d'antennes de réception.

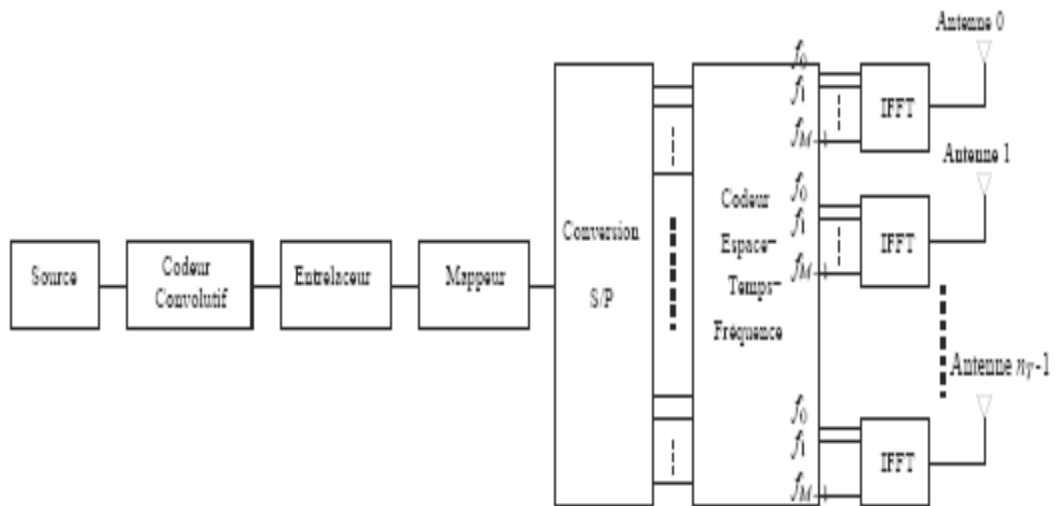
Puis dans [72, 73, 74, 83], le codage spatio- tempo- fréquentiel est appliqué en parallèle sur toutes les porteuses, de façon à ce que la diversité fréquentielle ne soit réellement exploitée qu'à travers le codeur convolutif et l'entrelaceur/désentrelaceur. Par conséquent, cette structure, qui se définit à travers l'espace, le temps et les fréquences n'exploite pas directement la spécificité de la modulation OFDM.

### III.5.2 Comment appliquer les codes STF aux systèmes MIMO/OFDM?

L'application des schémas de codage spatio- temporels à un système MIMO utilisant la modulation OFDM se fait d'une façon analogue à celle de la modulation OFDM conventionnelle, sauf qu'au lieu d'opérer sur une séquence de longueur  $M$ , nous supposons que maintenant nous disposons en parallèle de  $n_T$  séquences, chacune de longueur  $M$ .

Le schéma en bloc du système STF- MIMO utilisant la modulation OFDM est donné dans la **Figure III.12**

La séquence de données passe à travers un codeur convolutif de rendement  $1/2$ , suivi d'un entrelaceur. Puis la séquence de bits entrelacés est mappée, ensuite les symboles complexes résultants sont transmis au codeur spatio- temporel. Ce dernier prend à son entrée  $P_s$  séquences de  $M$  symboles chacune et donne à sa sortie  $d_s n_T$  séquences de longueur  $M$  qui seront transmises sur  $d_s$  périodes symboles, ainsi le rendement de codage est donné par  $R = \frac{p_s}{d_s}$ . Enfin, chaque séquence sera passée au modulateur OFDM de l'antenne qui lui est associée.



**Figure III.12 :** Modèle du système MIMO/OFDM utilisant un codage spatio- temporel fréquentiel

Dans ce qui suit, nous présentons les deux schémas de codage spatio- temporel

TAB. III.1 – Code d’ Alamouti :

temps ↓	→	antenne
	$s(0)$	$s(1)$
	$-s^*(1)$	$s^*(0)$



TAB. III.2 – Code orthogonal de Tarokh de rendement  $\frac{1}{2}$  :

temps ↓	→ antenne			
	$s(0)$	$s(1)$	$s(2)$	$s(3)$
	$s(0)$	$s(1)$	$s(2)$	$s(3)$
	$-s(1)$	$s(0)$	$-s(3)$	$s(2)$
	$-s(2)$	$s(3)$	$s(0)$	$-s(1)$
	$-s(3)$	$-s(2)$	$s(1)$	$s(0)$
	$s^*(0)$	$s^*(1)$	$s^*(2)$	$s^*(3)$
	$-s^*(1)$	$s^*(0)$	$-s^*(3)$	$s^*(2)$
	$-s^*(2)$	$s^*(3)$	$s^*(0)$	$-s^*(1)$
	$-s^*(3)$	$-s^*(2)$	$s^*(1)$	$s^*(0)$

### III.6 conclusion

Nous avons présenté les principaux pré-requis nécessaires à l'étude des systèmes MIMO utilisant la modulation OFDM. Nous avons d'abord présenté d'un bref rappel sur la modulation OFDM, suivie par la structure de l'association d'un système MIMO/OFDM

Enfin, nous avons montré comment appliquer un codage spatio-temporel à un système MIMO utilisant la modulation OFDM. Comme exemples, nous avons présenté le code d'Alamouti et le code de Tarokh que nous allons donner leur résultat

de simulation en termes de taux d'erreur binaire au chapitre 4 et la différence entre eux.

Dans le chapitre suivant nous allons citer la simulation de MIMO-OFDM en terme taux d'erreur binaire et leur application avec des paramètres de la couche physique du wifi 802.11n

## IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons appliquer la technique MIMO-OFDM dans les réseaux sans fils plus particulièrement les réseaux WIFI avec la norme **802.11n**. Dans un premier temps nous présenterons un état de l'art sur les différents réseaux de communication opérationnels actuellement. Par la suite, nous allons simuler la chaîne de transmission qui inclut le modulateur OFDM avec la technique de diversité spatiale et temporelle MIMO avec des techniques de codage des symboles obtenues après un type de modulation spécifique. Ces codes classés sous un codage en temps et en espace (Alamouti – STBC). L'étude de performance de ce système est réalisée en termes de capacité de transmission et aussi en fonction du taux d'erreur binaire (BER).

### Hypothèses générales

- Chaque sous canal est un canal de RAYLEIGH.
- Le bruit aditif est considéré comme un bruit blanc gaussien (BBGA).
- $N_t$  et  $N_r$  représentent le nombre d'antennes émettrices et réceptrices respectivement.
- $N$  le nombre de sous porteuses.
- $M$  la taille de la constellation d'une modulation
- $GI$  longueur du préfix cyclique.

## IV.2 Les réseaux sans fil

Depuis quelques années, nous assistons à la progression des technologies sans fil dans notre quotidien. Un usager peut ainsi accéder à Internet depuis son ordinateur portable sans recourir à un câble Ethernet.

Les caractéristiques de l'environnement de propagation, la distance entre l'émetteur et le récepteur, l'existence de systèmes utilisant des bandes de fréquences identiques ou adjacentes,... perturbent la transmission de l'information et compliquent sa réception. Avec de telles conditions de propagation, la définition du système de communication sans fil nécessite un compromis entre le débit de communication, la robustesse du récepteur et la puissance consommée, pour garantir à l'utilisateur un service rapide, de qualité et à coût réduit.

Dans cette section, nous allons voir un état de l'art des réseaux sans fil existants. Nous enchaînons, ensuite, par la description de la norme IEEE 802.11 en vue de définir et de comprendre son fonctionnement ainsi que ses paramètres caractéristiques tout en accordant plus d'intérêt à la norme IEEE 802.11n qui fera l'objet de notre travail.

### IV.3 Définitions

Depuis Marconi, les transmissions sans fils ont connu une évolution permanente jusqu'à représenter l'un des secteurs majeurs de l'industrie électronique moderne. Les industriels doivent constamment proposer de nouvelles générations de systèmes permettant de plus hauts débits et une meilleure qualité de service, pour faire face à cette demande croissante d'infrastructures et de moyens de télécommunications [84]. Un réseau sans fil (en anglais wireless network) est, un réseau dans lequel deux terminaux ou plus peuvent communiquer sans liaison filaire. Grâce aux réseaux sans fil, un utilisateur a la possibilité de rester connecté tout en se déplaçant dans un périmètre géographique plus ou moins étendu. Cette définition large nous amène à considérer plusieurs types de réseaux sans-fil.

Chaque technologie se distingue par les bandes de fréquence d'émission utilisées, la nature des services offerts et donc des débits et la portée des transmissions.

La figure IV.1 illustre les 4 catégories de réseaux, les réseaux WPAN (Wireless Personal Area Network), les réseaux WLAN (Wireless Local Area Networks), les réseaux WMAN (Wireless Metropolitan Area Networks) et les réseaux WWAN (Wireless Wide Area Networks).

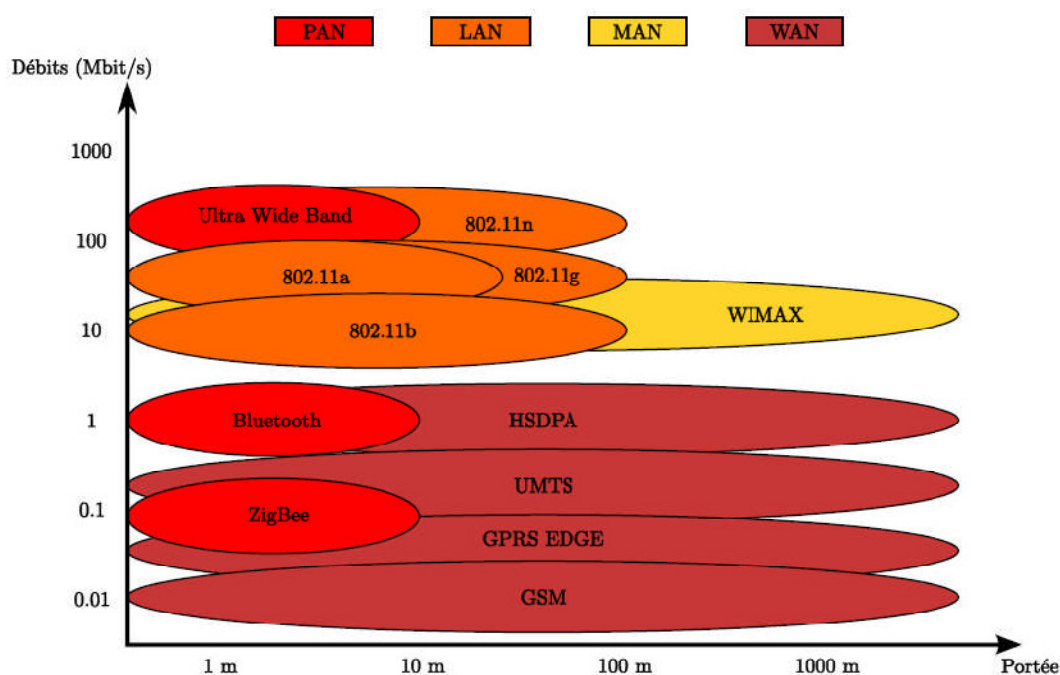


Figure. IV.1 : Débit et portée des principaux standards de réseaux sans-fil [85]

Parmi les principaux organismes mondiaux de normalisation, qui gèrent les bandes de fréquences attribuées aux réseaux sans fil, on peut citer l'américain est le centre IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) et le centre européen est L'ETSI (European Telecommunication Standards Institute).

Du côté américain on obtient donc :

- PAN : Bluetooth (IEEE 802.15.1), UWB (IEEE 802.15.3), ZigBee (IEEE 802.15.4)
- LAN : IEEE 802.11 (Wi-Fi) : IEEE 802.11a,b,g et IEEE 802.11n
- MAN: IEEE 802.16 (Wi-Max)
- WAN: IEEE 802.20

La figure II.2 récapitule les principales normes actuellement disponibles sur le marché et leur positionnement en termes de fréquence.

### IV.3 .1 Réseaux locaux sans fil (WLAN)

Un réseau local sans fil peut être implémenté comme une extension à un réseau câblé préexistant ou comme une entité indépendante. Chaque ordinateur du

réseau sans fil muni d'une carte réseau adéquate peut émettre (et recevoir) des données vers (et depuis) un point d'accès réseau.

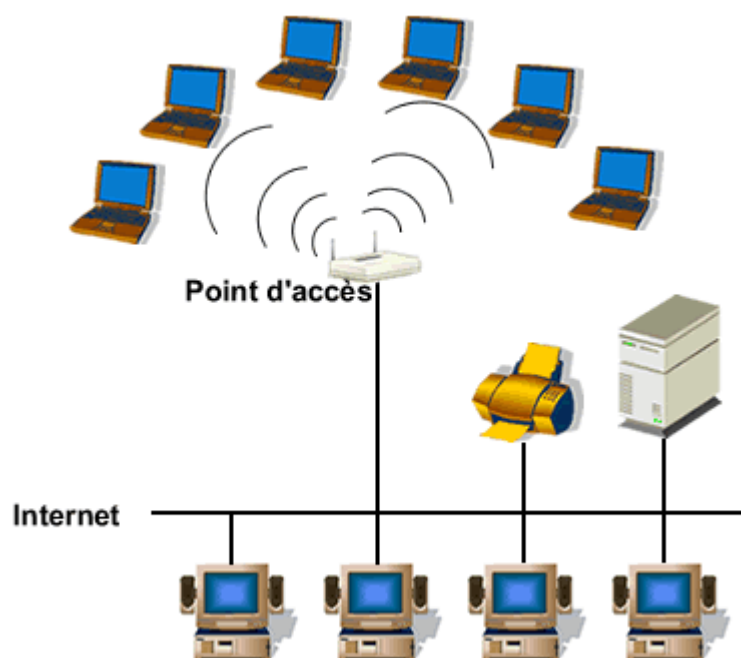


Figure. IV.2 : Exemple d'architecture d'un réseau câblé "traditionnel" associé à un réseau sans fil

Deux grandes familles se partagent le domaine des WLAN résultant des travaux menés aux Etats-Unis et en Europe. La première famille est celle du WiFi (Wireless Fidelity) nom donné à la norme IEEE 802.11b qui est actuellement la plus populaire pour offrir des débits jusqu'à 11 Mbit/s pour des distances de 10 à 100 m. La seconde famille est celle de l'HiperLAN2 et de IEEE 802.11a basée sur l'OFDM plus robuste aux distorsions sélectives en fréquence du canal, offrant des débits jusqu'à 54 Mbit/s mais au prix d'une complexité plus grande

### IV.3 .1.1 Le Wi-Fi

La norme IEEE 802.11 est un standard international décrivant les caractéristiques d'un réseau local sans fil (WLAN). Le nom Wi-Fi (Wireless Fidelity) correspond initialement au nom donné à la certification délivrée par la Wi-Fi Alliance, anciennement WECA (Wireless Ethernet Compatibility Alliance), l'organisme chargé de maintenir l'interopérabilité entre les matériels répondant à la

norme 802.11. Il existe différents amendements de la norme IEEE 802.11 (a, b, g, n, e, h, i, et f).

Il existe différents types d'équipements pour la mise en place d'un réseau sans fil Wi-Fi tel que: les adaptateurs sans fils (ou cartes d'accès) et les points d'accès (parfois appelés bornes sans fils).

Le standard 802.11 définit deux modes opératoires : le mode infrastructure dans lequel les clients sans fils sont connectés à un point d'accès. Il s'agit généralement du mode par défaut des cartes 802.11b et le mode ad hoc dans lequel les clients sont connectés les uns aux autres sans aucun point d'accès (figure IV.3).

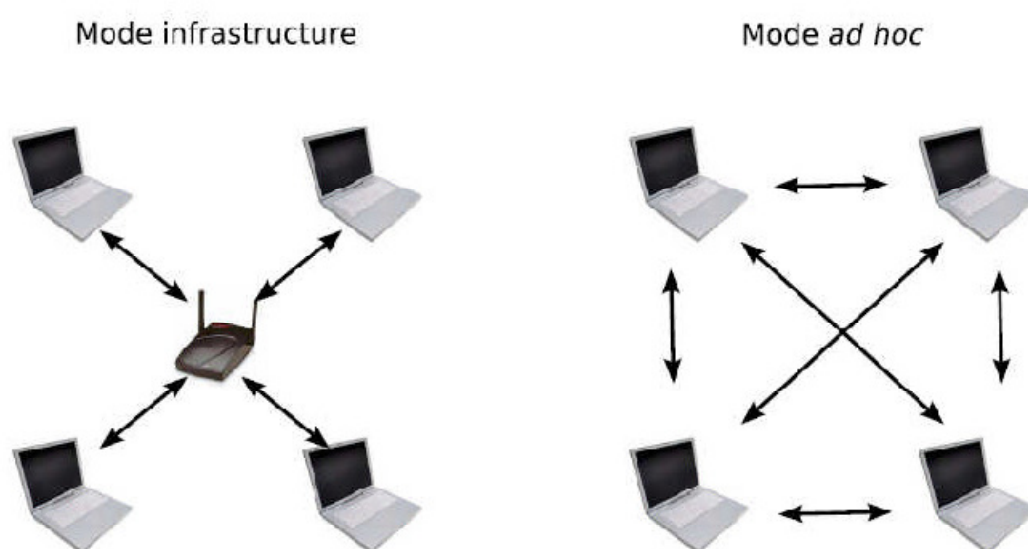


Figure. IV.3 : Réseaux LAN en infrastructure et en mode ad-hoc

## IV.4 La norme IEEE 802.11

### IV.4.1 Historique de la norme IEEE 802.11

En 1997, l'IEEE a proposée la toute première version de la norme 802.11. Elle décrit les couches physiques et MAC pour une vitesse de transmission allant jusqu'à 2Mbits/s dans la bande des 900 MHz. La version de 1999 passe dans la bande ISM des 2.4 GHz avec toujours des débits atteignant 2Mbits/s. la bande de fréquence utilisée est partagée avec d'autres types de réseaux sans fils (Bluetooth en particulier) [86, 87, 88]. Plusieurs spécifications ont ensuite été apportées et commercialisées.

La norme **802.11b** (1999) qui opère dans la bande des 2,4 GHz avec des débits de 11 Mbit/s pour une portée maximum de 40m [86, 89],

L'IEEE a homologué la norme **802.11a** en 1999, mais les premiers produits conformes à la norme ne sont apparus sur le marché qu'en décembre 2001. La norme 802.11a opérant à une fréquence de 5 GHz (bande U-NII = Unlicensed - National Information Infrastructure : bande de fréquences sans licence d'utilisation) avec un débit de 54 Mbit/s en exploitant une technologie OFDM [86, 89, 88]. La norme 802.11a, n'est pas, cependant, compatible avec les équipements sans fil existants conformes à la norme 802.11b. Les entreprises utilisant un équipement conforme à la norme 802.11b qui veulent les canaux supplémentaires et la vitesse réseau offerts par la norme 802.11a, doivent installer une infrastructure sans fil entièrement nouvelle avec des points d'accès 802.11a et des adaptateurs clients 802.11a. A ce sujet, il est important de noter que les équipements 2.4 et 5 GHz peuvent fonctionner dans le même environnement physique sans interférence.

Parallèlement, L'IEEE a approuvé l'élaboration d'un nouvel amendement à la norme 802.11 en novembre 2001, qui a été ratifié dans sa version définitive en 2003. La solution **IEEE802.11g** est une simple transposition de la forme d'onde IEEE802.11a de la bande des 5 GHz vers la bande des 2,4 GHz (Bande ISM = Industrial Scientific Médicale). A l'exception de cette différence de valeur de porteuse, la couche physique est rigoureusement identique à celle d'IEEE802.11a. La norme 802.11g améliore d'un facteur 5 le débit théorique par rapport à 802.11b. Cette norme a été développée pour garantir une compatibilité avec les équipements 802.11b. [90, 86, 89, 88].

Le groupe de travail lancé mi-2004 pour succéder 802.11g, étudie un standard 802.11n qui s'appuie sur la technologie MIMO (Multiple Input Multiple Output) qui fait toutefois appel à plusieurs émetteurs et récepteurs et à des techniques évoluées pour compenser les variations spatiales et temporelles du canal RF, de même qu'à la pratique d'agrégation des canaux afin d'accroître considérablement la portée et le débit de transmission des données brutes (100 Mbits/s). Cette norme peut utiliser les fréquences 2,4 GHz ou 5 GHz et devrait être compatible avec toutes les autres normes [89, 88, 85].

Enfin d'autres révisions ont été apportées afin de préciser des éléments permettant d'assurer une meilleure sécurité ou une meilleure interopérabilité (IEEE 802.11e, IEEE 802.11h, IEEE 802.11f et IEEE 802.11i) [88, 85].



#### IV.4.2 Les couches physiques de la norme IEEE 802.11

La norme 802.11 utilise deux types de couches basses du modèle OSI qui sont :

- La couche *physique* (PHY) qui est la première couche de ce modèle.
- La couche *liaison de données* qui gère les communications afin d'assurer une liaison sans fil utilisant des ondes radioélectriques. Cette dernière est composée de deux sous couches à savoir : la couche de contrôle de la liaison logique appelée aussi Logical Link Control (LLC) et la couche de contrôle d'accès au support dite Media Access Control (MAC).

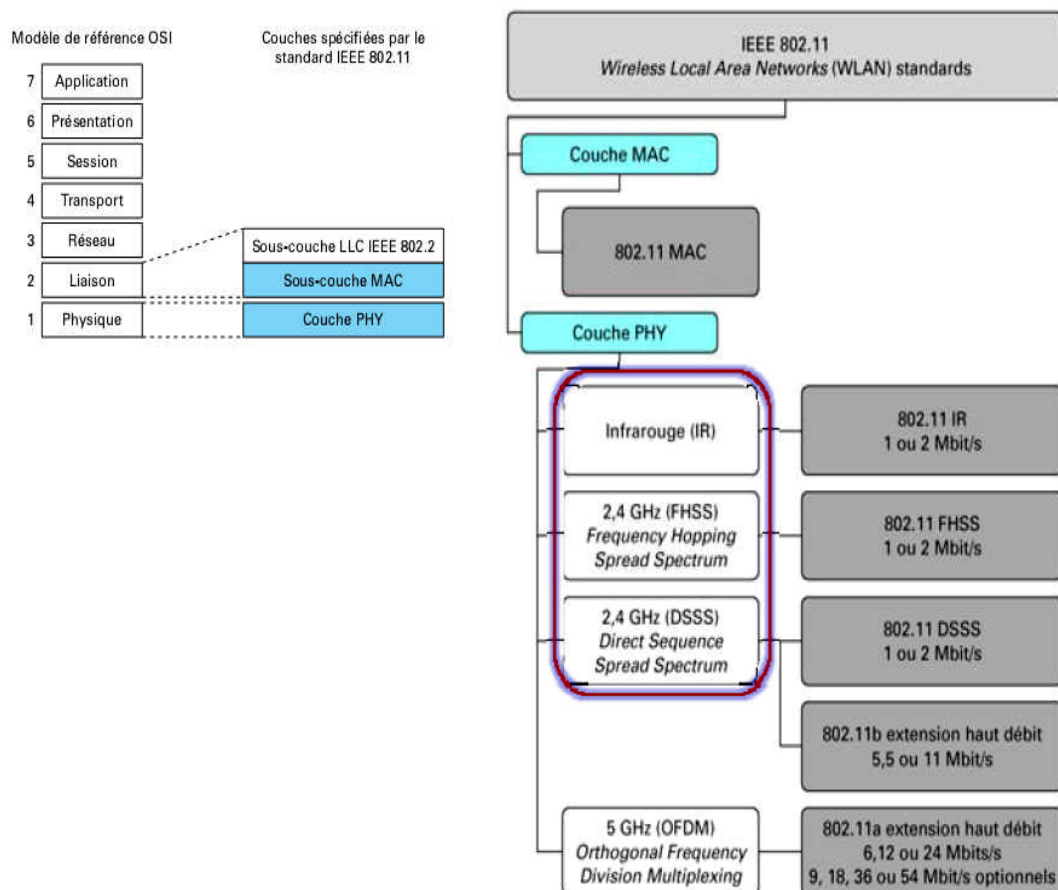


Figure IV.4: Architecture logique IEEE 802.11

### IV.4.2 .1 La couche physique

Selon l'extension de la norme employée, ce n'est pas le même type de couche physique qui est utilisé. Une architecture de couche physique définit :

- Le format des trames transmises sur le canal,
- La technique de transmission,
- Le type de modulation utilisé.

Les couches physiques qui ont été définies à l'heure actuelle : IR (Infra Red), FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum), DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) et OFDM.

Les couches FHSS, DSSS ont été proposées pour la bande de fréquence des 900 MHz et la bande de fréquence des 2.4 GHz. Ces deux couches physiques proposent des débits d'émission de 1 Mbits/s et 2 Mbits/s.

Le cas qui nous intéresse est l'OFDM, La répartition des canaux dans la bande ISM et 5GHz sont illustré ci-dessous [91, 86, 88]

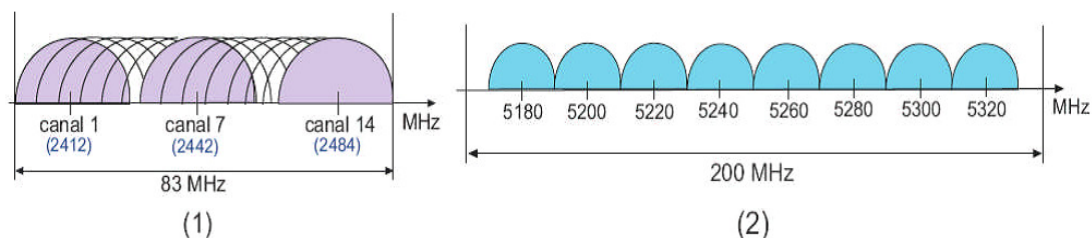


Figure IV.5 : Répartition des canaux (1) dans la bande ISM, (2) dans la bande 5GHz [88]

#### ■ La couche OFDM

Avec cette couche physique, un signal série haut débit est divisé en plusieurs sous signaux à débit plus faible et les transmet simultanément sur des fréquences porteuses. Le fait d'envoyer des symboles plus longs est un moyen de lutter contre le phénomène de chemins. En effet, plus la distance de propagation d'une onde est importante, plus il y a de chance qu'elle se réfléchisse ou qu'elle diffracte sur des obstacles. Au niveau du récepteur, les différents chemins créés par le trajet de l'onde

émise vont arriver avec des retards de phases différents puisque la distance parcourue n'est pas la même. Il en résulte un étalement temporel du canal qui rend la démodulation du signal plus complexe [88].

## IV.5 La norme 802.11N

### IV.5.1 La norme 802.11n et ses « drafts »

Après le 802.11a, le 802.11b et le 802.11g, les performances du WiFi se sont encore améliorées en 2006 avec la publication de la première ébauche (*draft 1.0*) du standard 802.11n. Le *draft 2.0* a été publié peu après, en 2007, et l'on attendait la version définitive dans la foulée, mais sa publication a été retardée à plusieurs reprises, et elle est maintenant prévue pour janvier 2010. Néanmoins, le *draft 2.0* est assez détaillé, et les constructeurs se sont donc lancés sans plus attendre dans l'aventure du « 11n » : de nombreux produits respectant le *draft 2.0* sont ainsi apparus sur le marché. D'abord très chers, ces produits se sont petit à petit démocratisés, et de nombreux ordinateurs portables grand public sont maintenant vendus avec un adaptateur 802.11b/g/n intégré (ou parfois 802.11a/b/g/n). À terme, il devrait petit à petit dominer le marché.

### IV.5.2 Un meilleur débit et une plus grande portée

Le 802.11n a connu le succès depuis la publication de ses premières ébauches, avant même sa ratification. Pourquoi un tel engouement? D'abord parce qu'il promet d'étendre de 10 à 20 % la portée du WiFi. Mais surtout parce qu'il promet un débit exceptionnel, en théorie jusqu'à 600 Mb/s en MIMO  $4 \times 4 \times 4$  sur un double canal de 40 MHz, et avec toutes les fonctions d'optimisation activées. Cela représente plus de 10 fois le débit du 802.11a ou du 802.11g. Toutefois, ce débit n'existe pour l'instant que sur le papier, car l'état de l'art en 2009 n'offrait au mieux, dans des conditions idéales, « que » 450 Mb/s en MIMO  $3 \times 3 \times 3$ . Dans la pratique, il est plus raisonnable d'espérer au mieux un débit théorique de 300 Mb/s sur un double canal de 40 MHz, ou 150 Mb/s sur un canal classique de 20 MHz<sup>1</sup>.

Rappelons que le débit théorique correspond au débit maximal mesuré au niveau de la couche physique : le débit réel, c'est-à-dire celui observé par l'utilisateur, lorsqu'il

transfère un fichier par exemple, est généralement de l'ordre de la moitié ou du tiers du débit théorique. On peut donc espérer aujourd'hui obtenir avec le 802.11n un débit réel maximal, en conditions parfaites, d'environ 130 Mb/s. Cela reste bien meilleur que les 20 à 25 Mb/s réels offerts par le 802.11a et le 802.11g.

Contrairement à ses prédécesseurs, le 802.11n peut fonctionner sur l'une ou l'autre des bandes de fréquences autorisées pour le WiFi : 2,4 GHz ou 5 GHz. Il est d'ailleurs compatible avec toutes les variantes antérieures du WiFi : le 802.11b et le 802.11g à 2,4 GHz et le 802.11a à 5 GHz.

### IV.5.3 Les principales améliorations du 802.11n

Comment le 802.11n parvient-il à augmenter la portée et doper le débit? D'abord par de considérables améliorations au niveau de la couche physique :

- l'utilisation de plusieurs techniques MIMO que le multiplexage spatial peut aller jusqu'à quadrupler le débit maximal (en MIMO  $4 \times 4$ ), selon les conditions radio ;
- le regroupement de canaux (optionnel) afin d'utiliser une bande de 40 MHz de largeur plutôt que 20 MHz habituellement : ceci permet de doubler le débit ;
- d'autres améliorations plus légères qui peuvent chacune améliorer le débit de 10 % environ :
  - 52 sous-porteuses OFDM plutôt que 48 ;
  - un délai de garde plus court entre les symboles OFDM, de 400 ns plutôt que 800 ns (optionnel) ;
  - un préambule plus court (optionnel).

D'autre part, des améliorations de la couche MAC peuvent encore doubler le débit, selon le type de trafic émis (nous approfondirons ces points au prochain chapitre) :

- l'agrégation de paquets afin de remplir au maximum les trames envoyées sur les ondes ;
- l'utilisation d'acquittements groupés (« *block-ACK* »). [92]

## IV.5 Résultats de simulation

### IV.5.1 La capacité des systèmes (SISO- SIMO- MIMO)

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

diversité spatiale. Les sous canaux considérés sont totalement décorrélés, tout en réduisant les niveaux de puissance, les gains en termes de débits binaires utile sont très significatifs.

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

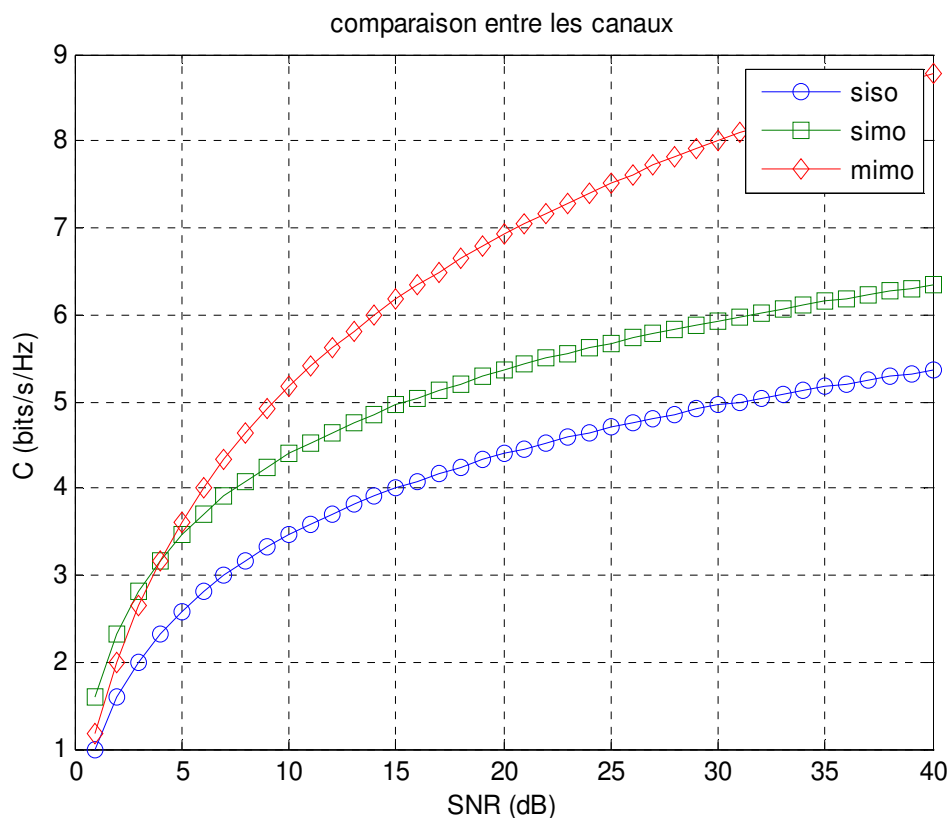


Figure IV.6: comparaison entre la capacité du SISO, SIMO, MIMO en fonction du SNR

La figure nous montre que chaque fois on augmente le nombre d'antenne la capacité est aussi augmenter linéairement en fonction du SNR. La capacité du système SIMO augmente plus rapidement que dans le cas SISO. Elle reste toutefois petite devant celle du canal MIMO, car la dimension spatiale du système n'est que partiellement exploitée. L'avantage en capacité des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal

émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices.

#### IV.5.2 la différence de BER entre MIMO-OFDM et SISO-OFDM

La figure suivante présente la variation du BER dans le cas d'un système MIMO-OFDM et un système SISO-OFDM.

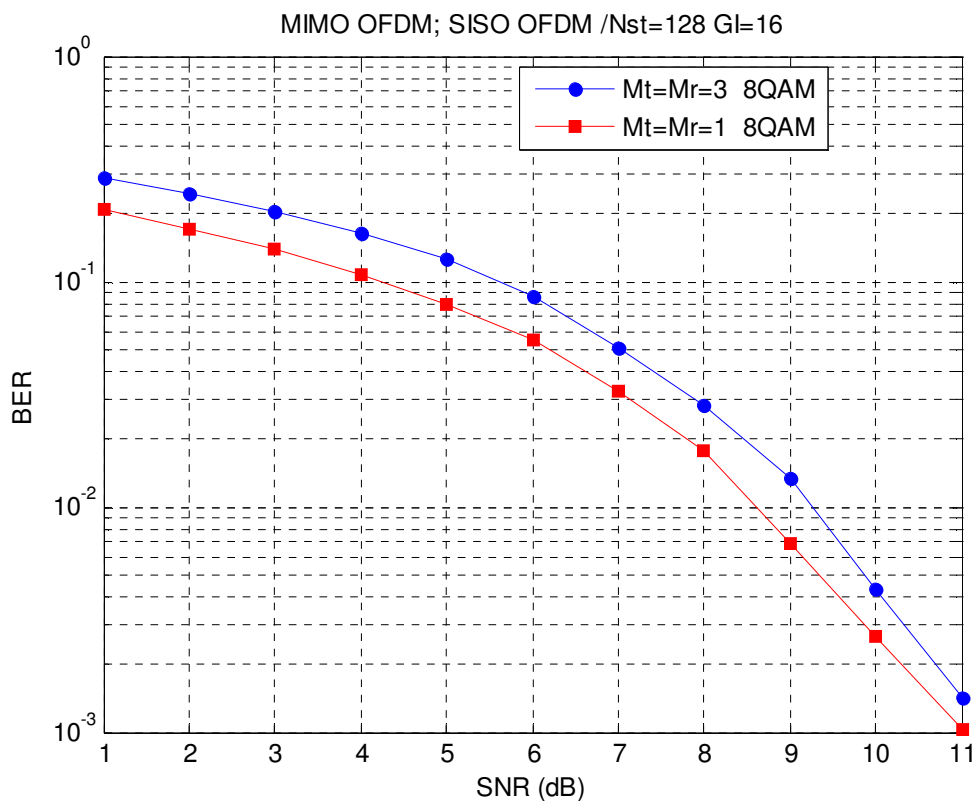


Figure IV.7 : comparaison entre MIMO-OFDM et SISO-OFDM

Nous remarquons que le taux d'erreur par bit diminue progressivement avec l'augmentation du SNR dans les deux systèmes mais dans la réduction du BER dans le cas MIMO-OFDM est meilleure que dans le cas SISO-OFDM ceci est pour le même cas de simulation.

### IV.5.3 BER pour un système MIMO-OFDM avec variation du nombre de porteuses

La figure suivante présente l'étude de performance de l'association MIMO-OFDM en fonction du nombre de porteuses. Nous montrons cet effet en présentons un tracé des courbes du taux d'erreur en fonction de l'énergie  $E_0/N_0$  c'est-à-dire le rapport entre l'énergie par bit et la densité spectrale unilatérale de bruit  $BER = f(E_0/N_0)$  pour différents nombres de porteuses.

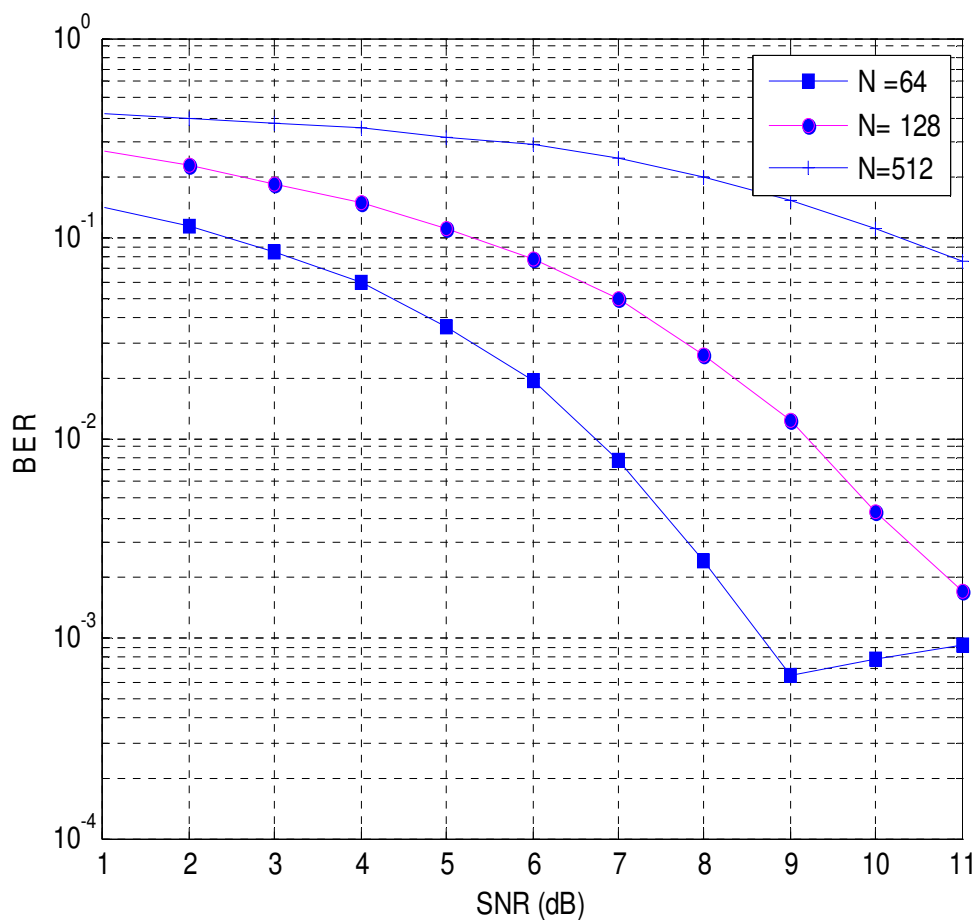


Figure IV.8: Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour un canal MIMO-OFDM sous un nombre de porteuses variable

Pour un SNR égale à 9 dB le BER est d'environ :

- $10^{-3.2}$  pour un nombre de porteuse égale à 64.
- $10^{-1.9}$  pour un nombre de porteuse égale à 128.
- $10^{-0.8}$  pour un nombre de porteuse égale à 512.

Nous voyons bien que le nombre de sous porteuse a une très grande influence sur le taux d'erreur binaire. Nous constatons donc que les performances s'améliorent de façon importante quand le nombre de sous porteuse est réduit. La probabilité d'erreur est minimale pour des variances décroissantes pour des SNR réduits.

#### IV.5.4 taux d'erreur binaire pour un codage de type Alamouti

Dans les simulations suivantes, nous avons choisis codage Alamouti, pour un système MISO ( $N_t=2$  et  $N_r=1$ ) et un système MIMO ( $N_t=2$  et  $N_r=2$ ) et pour un type de modulation BPSK QPSK et 8PSK.

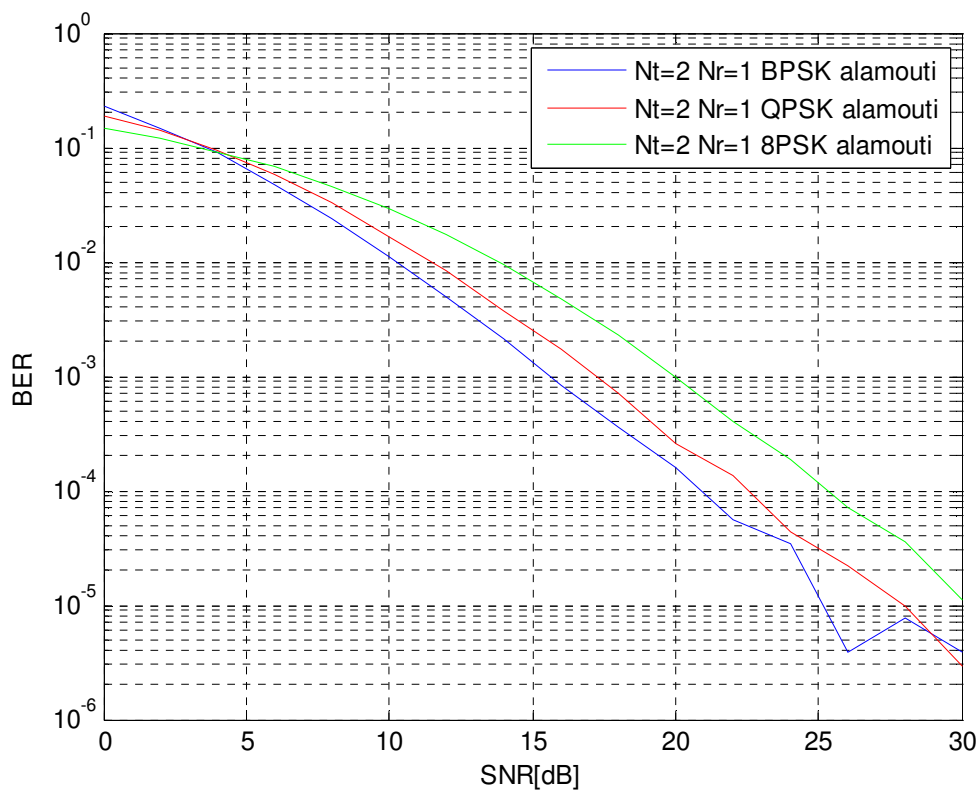


Figure IV.9: taux d'erreur binaire du code Alamouti en d'ordre de constellation PSK différent ( $N_t=2$   $N_r=1$ )



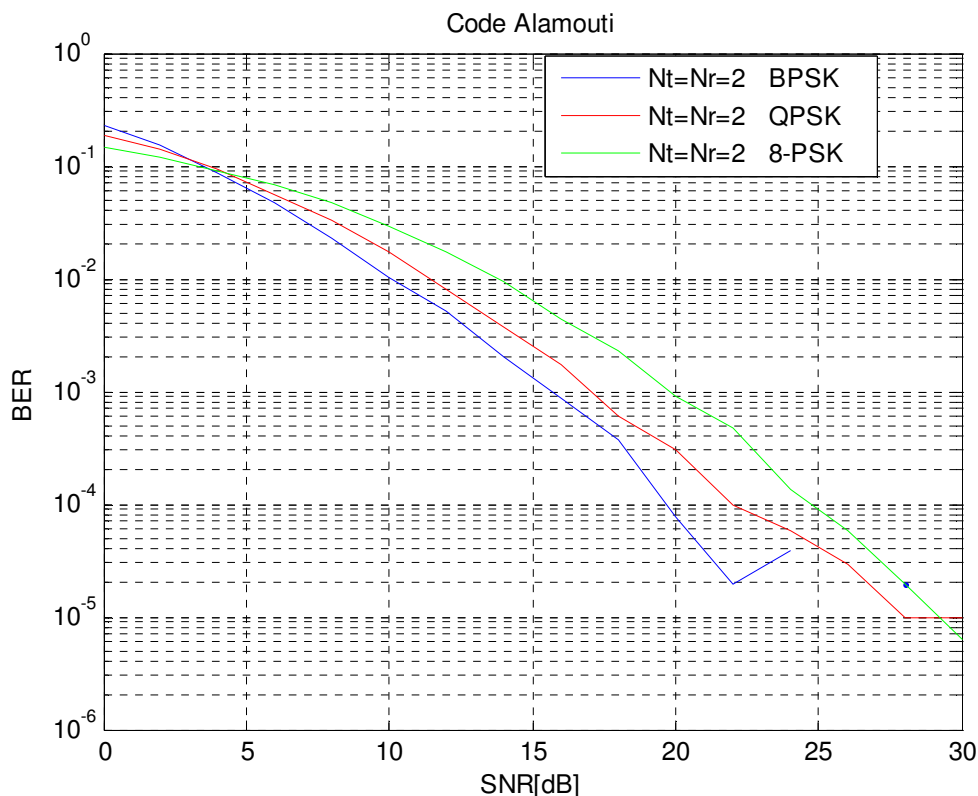


Figure IV.10: taux d'erreur binaire du code Alamouti en d'ordre de constellation PSK différent ( $N_t=2$   $N_r=2$ )

Nous avons comparé la performance du système MISO et un système MIMO codage Alamouti avec la modulation PSK et code Alamouti. Nous avons varié le nombre de constellation. Pour les deux cas de figures, lorsque nous diminuons ce nombre le BER généré est très réduit (**Figures IV.9 et IV.10**) et de très bonne qualité (de l'ordre de  $10^{-6}$  pour un SNR égale 30) et il continue de diminuer quand le SNR augmente. Dans ces cas de figures le système MIMO offre un BER très réduit (de l'ordre de  $10^{-6}$ ) par rapport au système MISO (de l'ordre de  $10^{-5}$ ) pour des SNR élevés.

#### IV.5.5 BER et SER du code STBC orthogonale

Dans cette section, nous avons étudié la performance du système MIMO ( $N_t=3$   $N_r=4$ ) par rapport à un système SIMO ( $N_t=1$   $N_r=3$ ) les deux systèmes avec un codage de type STBC orthogonale et le même type de modulation (16-PSK). L'évaluation est effectuée en termes de taux d'erreur binaire et le taux d'erreur par symbole.

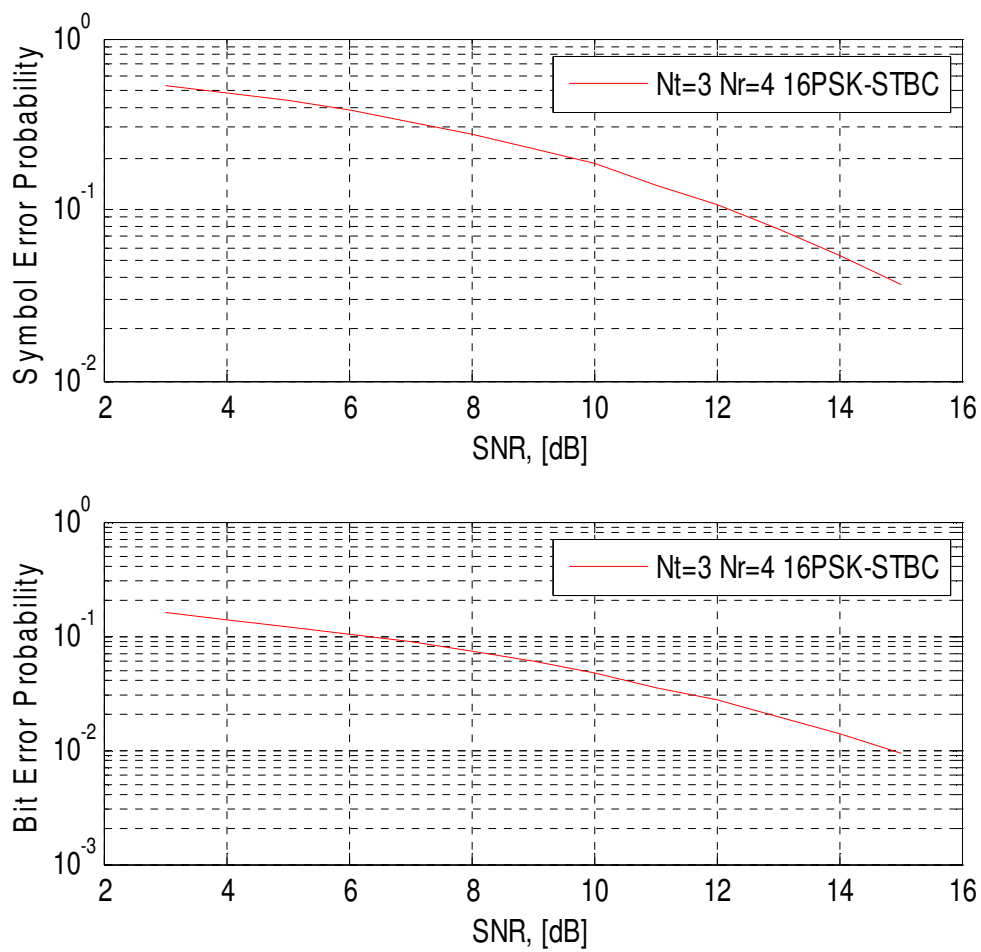


Figure IV.11: taux d'erreur par symbole et par bit du code STBC orthogonale

(Nt=3 Nr=4)

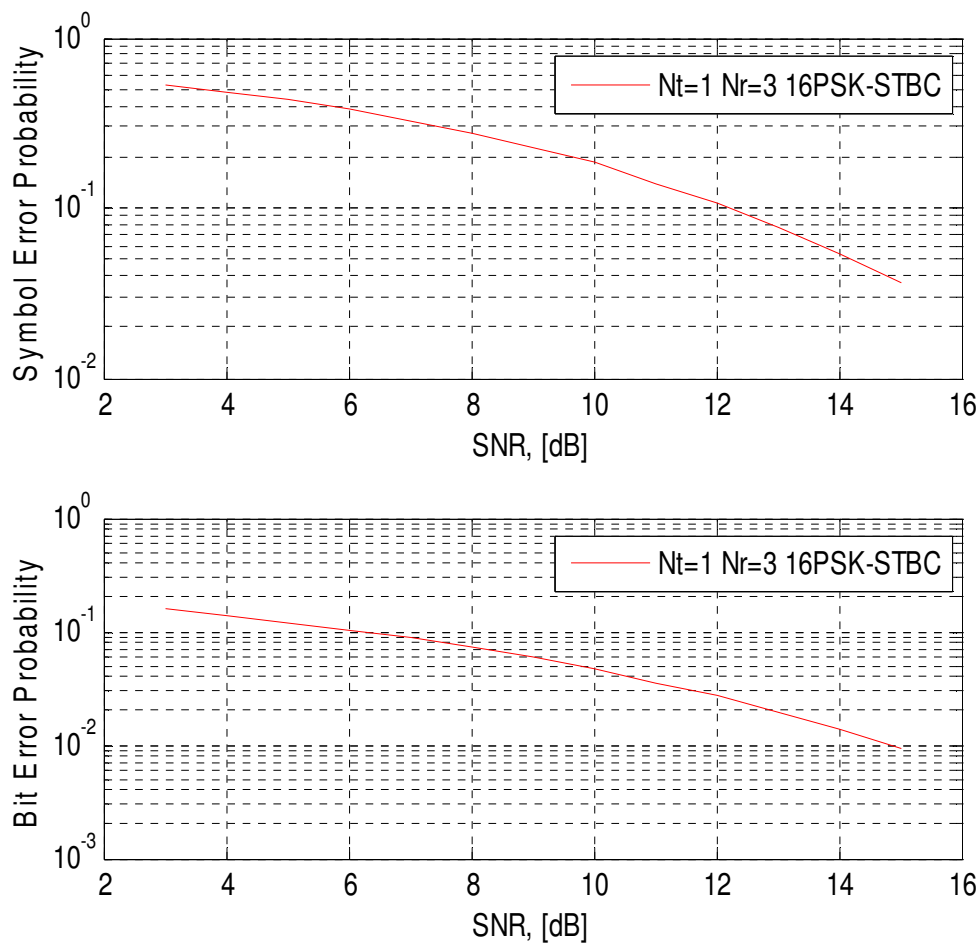


Figure IV.12: taux d'erreur par symbole et par bit du code STBC orthogonale

(Nt=1 Nr=3)

Nous remarquons que le taux d'erreur par symbole diminue progressivement avec l'augmentation du SNR et il est relativement plus grand que le taux d'erreur par bits dans les deux cas de diversité. Nous remarquons aussi que le type de codage et le type de modulation influe remarquablement sur la qualité de transmission.

### IV.5.6 BER du code STBC orthogonale avec une diversité spatiale variable

Dans cette section, nous allons étudier l'influence du nombre d'antennes à l'émission et à la réception dans un système MIMO-OFDM codage STBS. Nous allons voir le cas où  $N_t=N_r$ , le cas  $N_t>N_r$  et le cas  $N_t<N_r$ .

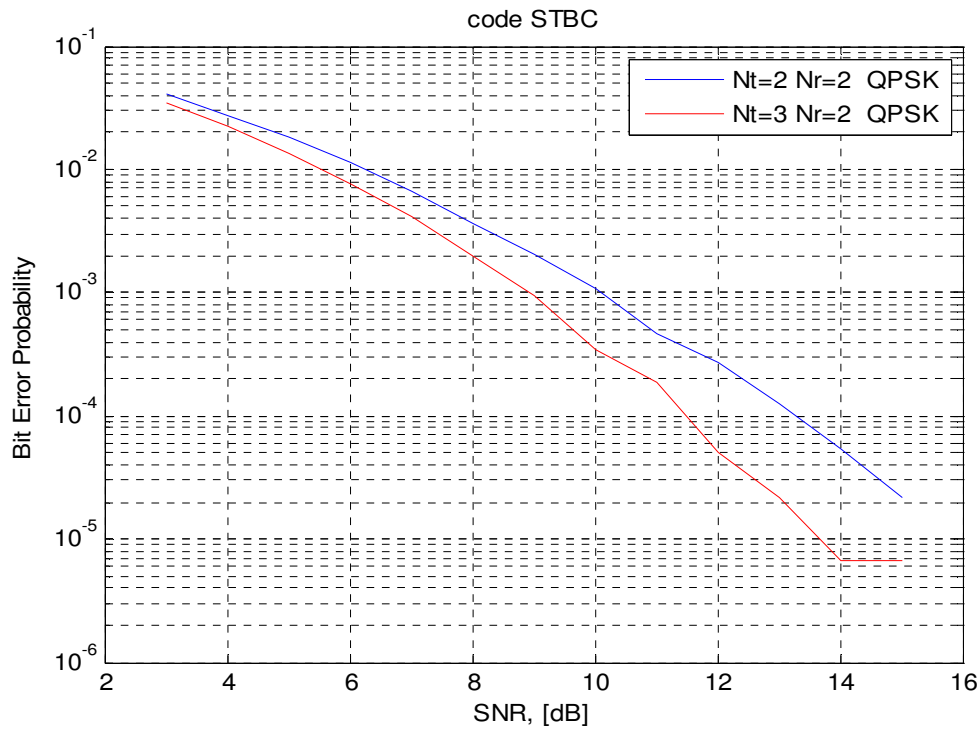


Figure IV.13 : le Taux d'erreur binaire du code STBC avec nombre d'antenne différent en émission

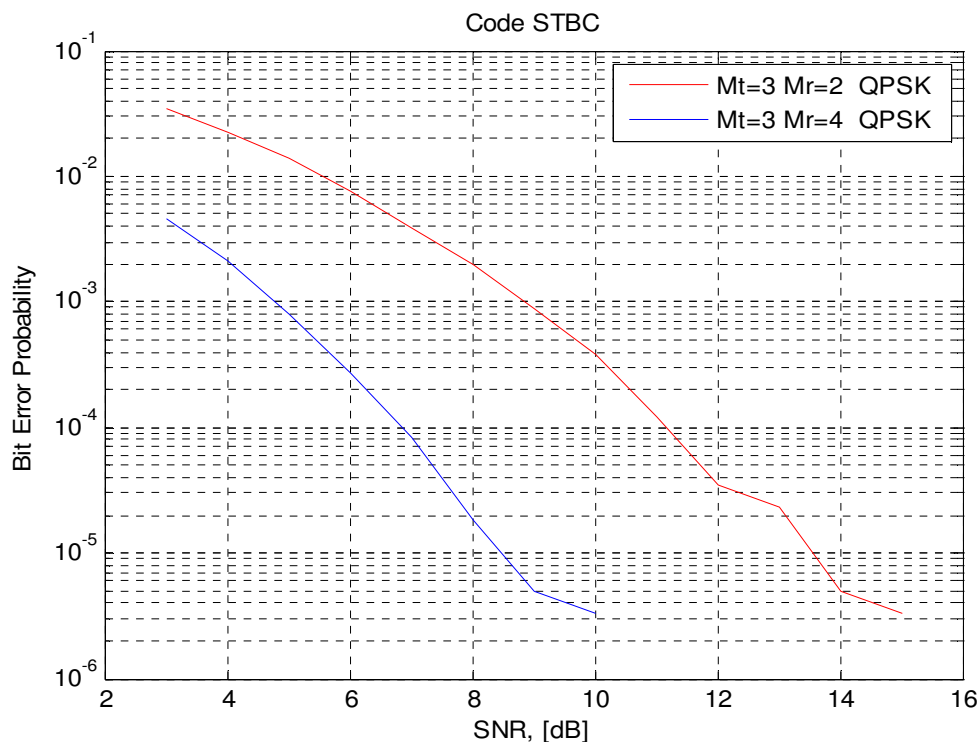


Figure IV.14 : le Taux d'erreur binaire du code STBC avec nombre d'antenne différent en réception

Nous avons simulé le code **STBC** avec une diversité spatiale variable que ce soit en émission ou réception. Pour les deux cas de figures, nous observons une grande influence du nombre d'antennes sur la valeur du taux d'erreur.

Dans la figure IV.13 pour un SNR égale 14dB et un nombre d'antennes en réception fixe le BER est d'environ :

- $10^{-5.2}$  pour  $N_t=3$
- $10^{-4.2}$  pour  $N_t=2$

Par contre à la figure IV.14 pour un SNR égale 10 dB et un nombre d'antennes en émission fixe le BER est d'environ :

- $10^{-5.5}$  pour  $N_r = 4$ .
- $10^{-3.5}$  pour  $N_r = 2$ .

L'augmentation du nombre d'antennes soit à l'émission ou à la réception améliore nettement la qualité de transmission.

### IV.5.7 Influence du type de codage sur le BER

Dans la simulation suivante nous allons voir l'influence du type de codage (Alamouti et STBC) sur la qualité de transmission en terme BER pour le même cas de simulation.

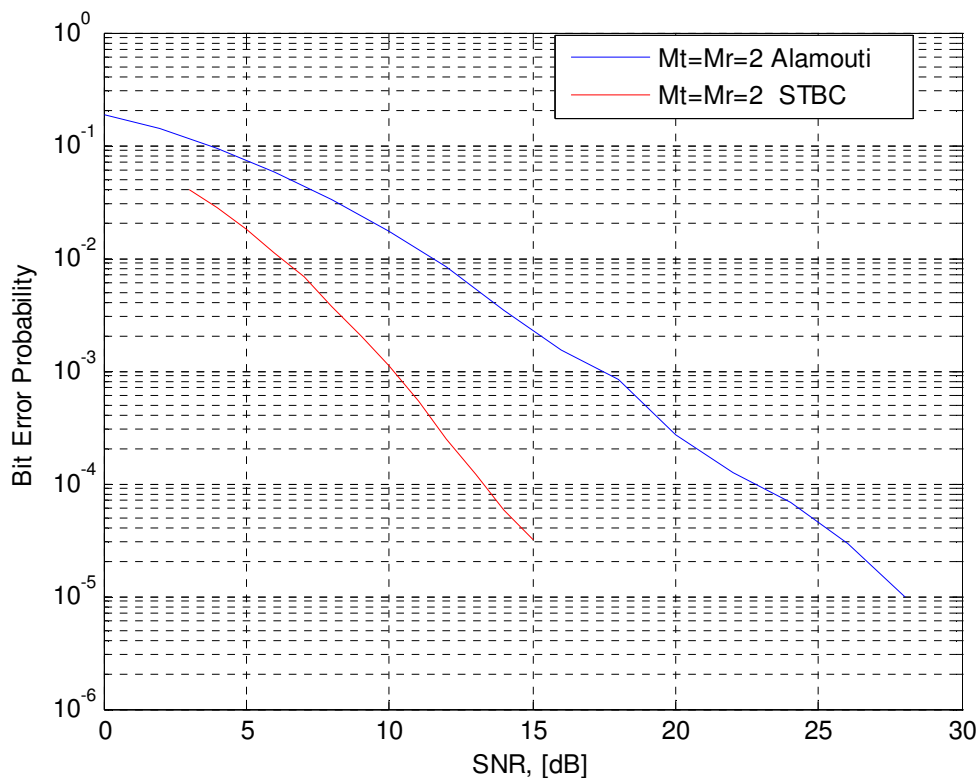


Figure IV.15 : la différence entre un code Alamouti et STBC

Nous remarquons que pour des valeurs petites de SNR, le BER dans le cas STBC est réduit par rapport au cas Alamouti donc meilleur performance (Moins de  $10^{-4}$ ). Mais avec l'augmentation du SNR et à partir de 20 dB la performance dans le cas Alamouti devient nettement meilleure.

### IV.5.8 Etude du 802.11n associé avec le MIMO-OFDM

La norme Wifi 802.11n occupe un canal  $B = 40$  MHz dans la bande des 5 GHz

Ces principales caractéristiques sont :

- Nombre de sous porteuses : 52
- Intervalle de garde : 4

- Modulation : 16 QAM
- Nombre d'antenne émettrice et réceptrice 4, 3 respectivement

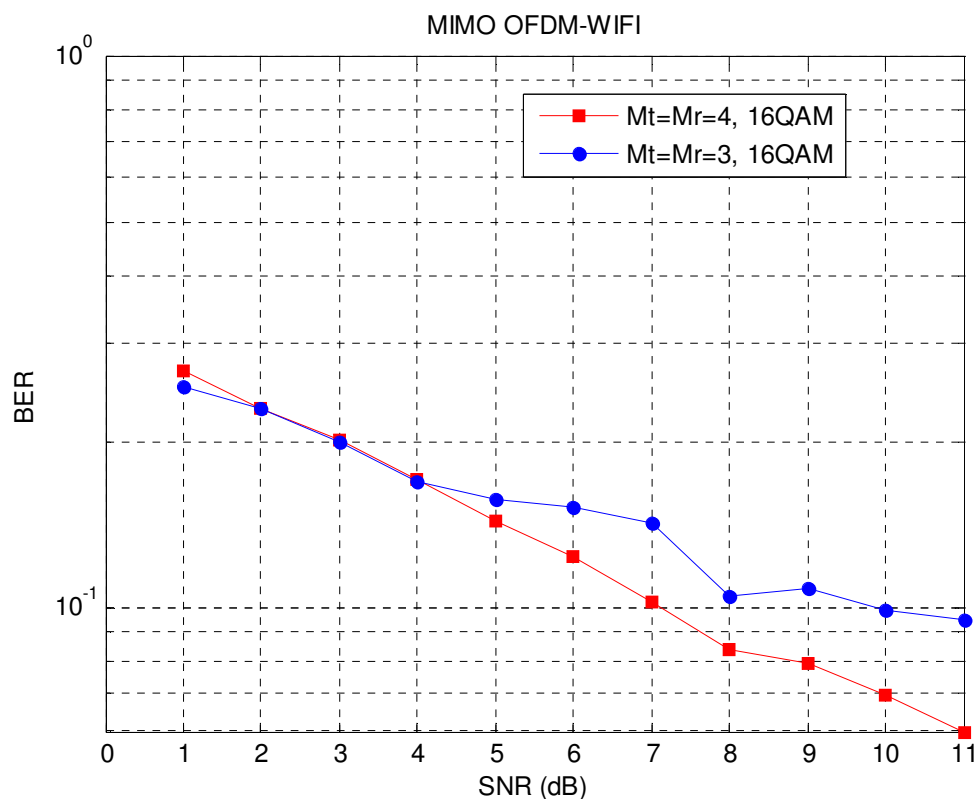


Figure IV.16: Taux d'erreur binaire du MIMO-OFDM en fonction du SNR sous wifi 802.11n

Nous remarquons que le BER diminue progressivement pour des SNR croissants. La réduction est nettement meilleure si nous augmentons la diversité spatiale (le nombre d'antennes à l'émission et la réception).

## IV.6 Conclusion

Notre travail est basé sur l'étude de la capacité du canal de communication et le taux d'erreur binaire (BER) pour un système MIMO-OFDM avec deux types de codage 'Alamouti et STBC'. Donc d'après les résultats obtenus nous constatons que la capacité croît indéfiniment avec le nombre de transmetteurs et de récepteurs pour des SNR croissants, et le BER dépend fortement du nombre d'antennes à l'émission et à la réception, du nombre de porteuses, du type de modulation et bien sûr du type de codage spatio-temporel. Par ailleurs, l'association MIMO-OFDM permet d'obtenir de meilleures qualités du signal à la réception en éliminant la sélectivité du canal et en

réduisant le phénomène d'interférence entre symboles et donc plus l'ordre de diversité augmente plus le taux d'erreur diminue et plus le signal à la réception soit optimal (SNR élevé).





## Conclusion générale

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

Dans un premier temps, nous avons brièvement décrit le fonctionnement d'une chaîne classique de transmissions numériques et nous avons présenté les modulations numériques usuelles et plus précisément la modulation d'amplitude en quadrature, utilisée dans la majeure partie de nos études. Les différents modèles de canaux rencontrés en pratique ont été examinés, notamment les canaux à évanouissements de Rice et de Rayleigh qui caractérisent le mieux les communications radio-mobiles. Après avoir rappelé quelques notions de théorie de l'information et développé le calcul de la capacité dans le cas d'un canal à évanouissements mono-antenne, nous avons présenté les différentes sortes de diversité susceptibles d'améliorer les transmissions sur ce type de canal.

La diversité spatiale, à la fois à l'émission et à la réception, a fait l'objet de notre deuxième chapitre. Les différentes architectures MIMO, c'est-à-dire les codages spatio-temporels en blocs ou en treillis ainsi que les systèmes basés sur le multiplexage spatial ont été présentées. Nous avons alors détaillé les récepteurs envisageables pour ce type de transmission, qu'ils soient linéaires ou non. Si le récepteur basé sur le forçage à zéro est le plus simple à mettre en œuvre, ses performances sont trop médiocres pour être satisfaisantes. Le récepteur basé sur l'erreur quadratique moyenne offre des perspectives plus intéressantes, tout comme le récepteur à annulations successives d'interférences. Enfin nous nous sommes attardés sur le détecteur optimal, basé sur le maximum de vraisemblance a posteriori qui, malgré une complexité croissante avec le nombre d'antennes et la taille de la constellation, conserve un grand intérêt grâce à ses excellentes performances.

Cela nous a mené (chapitre 3) à la présentation d'une des techniques de modulations multi porteuses (l'OFDM) permettant, d'un côté, de lutter contre les perturbations qu'entraînent ces canaux et, d'un autre côté, d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes. Toujours dans le contexte des techniques améliorant les performances,

Ensuite Nous avons étudié une famille de structures de transmission MIMO-OFDM, de complexité raisonnable, est construite en se basant sur la norme actuelle et les techniques MIMO existantes.

Le dernier chapitre a été consacré à la simulation de capacité des différents schémas d'un système MIMO ('SISO, SIMO, MIMO') puis la simulation d'une chaîne de transmission MIMO-OFDM sous un nombre de porteuse variable ensuite mesurer le taux d'erreur binaire des deux classes d'un code STBC ('almouti, STBC orthogonale'). Enfin nous avons étudié l'application MIMO-OFDM dans un réseau sans fil WIFI version IEEE802.11n sous les paramètres de sa couche physique.

Les résultats trouvés sont satisfaisants en termes de taux d'erreurs binaires et capacité de transmission. En perspective, nous souhaitons aborder le problème de la synchronisation fréquentielle et temporelle ainsi que l'estimation du canal MIMO des systèmes MIMO-OFDM.

# Annexe

## La modulation numérique

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse  $S(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$  centrée sur la bande de fréquence du canal.

Les paramètres modifiables sont :

- L'amplitude :  $A$
- La fréquence :  $\frac{\omega_0}{2\pi}$
- La phase:  $\varphi_0$ .

Les types de modulation les plus fréquemment et que nous avons utilisé dans notre simulation:

- Modulation par Déplacement de Phase MDP.  
(*Phase Shift Keying PSK*).
- Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature MAQ.  
(*Quadrature Amplitude modulation QAM*)

### A.1. Définitions et appellations

- Un *symbole* est un élément d'un alphabet. Si  $M$  est la taille de l'alphabet, le symbole est alors dit  $M$ -aire. Lorsque  $M=2$ , le symbole est dit binaire. En groupant, sous forme d'un bloc,  $n$  symboles binaires indépendants, on obtient un alphabet de  $M = 2^n$  symboles  $M$ -aires. Ainsi un symbole  $M$ -aire véhicule l'équivalent de  $n = \log_2 M$  bits.
- *La rapidité de modulation  $R$*  se définit comme étant le nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états. La "rapidité de modulation"

$R = \frac{1}{T}$  S'exprime en "bauds".

- *Le débit binaire  $D$  se définit comme étant le nombre de bits transmis par seconde. Il sera égal ou supérieur à la rapidité de modulation selon qu'un changement d'état représentera un bit ou un groupement de bits.*

Le "débit binaire"  $D = \frac{1}{T_b}$  s'exprime en "bits par seconde".

Pour un alphabet M-aire, on a la relation fondamentale :  $T = nT_b$  soit  $D = nR$ .

Il y a égalité entre débit de source et rapidité de modulation uniquement dans le cas d'une source binaire (alphabet binaire).

La qualité d'une liaison est liée au *taux d'erreur par bit* :

$$TEB = \frac{\text{nombre de bits faux}}{\text{nombre de bits transmis}}$$

On notera la différence entre  $P_e$  et TEB. Au sens statistique, on a  $P_e = E(TEB)$ . TEB tend vers  $P_e$  si le nombre de bits transmis tend vers l'infini.

- *L'efficacité spectrale d'une modulation se définit par le paramètre  $\eta = \frac{D}{B}$ . Et s'exprime en "bit/seconde/Hz". La valeur  $D$  est le "débit binaire" et  $B$  est la largeur de la bande occupée par le signal modulé. Pour un signal utilisant des symboles M-aires, on aura :  $\eta = \frac{1}{T \cdot B} \log_2 M$ . bit/sec/Hz. Remarquons que pour  $B$  et  $T$  donnés, l'efficacité spectrale augmente, comme on pouvait s'y attendre, avec le nombre de bit/symbole  $n = \log_2 M$ . C'est en effet la raison d'être de la modulation M-aire.*

## **A.2. Principes de modulations numériques**

Le message à transmettre est issu d'une source binaire.

Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en bande de base, éventuellement complexe, qui s'écrit sous la forme :

$$c(t) = \sum_k c_k \cdot g(t - kT) = c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t) \text{ Avec } c_k = a_k + jb_k$$

La fonction  $g(t)$  est une forme d'onde qui est prise en considération dans l'intervalle

$[0, T[$  puisque  $t$  doit vérifier la relation :  $kT \leq t < (k + 1)T$ .

Dans les modulations MDA, MDP et MAQ, la modulation transforme ce signal  $c(t)$  en un signal modulé  $m(t)$  tel que :

$$m(t) = \text{Re} \left[ \sum_k c_k(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right]$$

La fréquence  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$  et la phase  $\varphi_0$  caractérisent la sinusoïde porteuse utilisée pour la modulation.

Si les  $c_k(t) = a_k(t) + j b_k(t)$  sont réels ( $b_k(t) = 0$ ) la modulation est dite unidimensionnelle, et s'ils sont complexes la modulation est dite bidimensionnelle.

Le signal modulé s'écrit aussi plus simplement :

$$m(t) = \sum_k a_k(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sum_k b_k(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

ou encore :

$$m(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

$$a(t) = \sum_k a_k(t) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k(t)$$

En posant :  $a(t) = \sum_k a_k(t)$  et  $b(t) = \sum_k b_k(t)$

Le signal  $a(t) = \sum_k a_k(t)$  module en amplitude la porteuse en phase  $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$

Et le signal  $b(t) = \sum_k b_k(t)$  module en amplitude la porteuse en quadrature  $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ .

Dans la plupart des cas les signaux élémentaires  $a_k(t)$  et  $b_k(t)$  sont identiques à un coefficient près et ils utilisent la même forme d'impulsion  $g(t)$  appelée aussi "formant".

$$a_k(t) = a_k \cdot g(t - kT) \quad \text{Et} \quad b_k(t) = b_k \cdot g(t - kT)$$

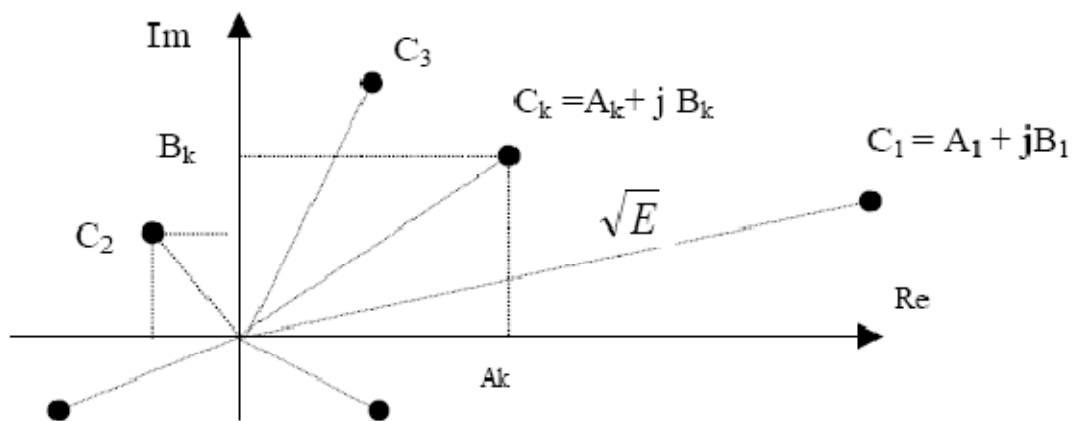
Les deux signaux  $a(t)$  et  $b(t)$  sont aussi appelés "trains modulants" et s'écrivent :

$$a_k(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \text{ Et } b_k(t) = \sum_k b_k \cdot g(t - kT)$$

Les symboles  $a_k$  et  $b_k$  prennent respectivement leurs valeurs dans l'alphabet ( $A_1, A_2, \dots, A_M$ ) et dans l'alphabet ( $B_1, B_2, \dots, B_M$ ).

Le signal modulé  $m(t)$  véhicule des informations distinctes à travers  $a_k(t)$  et  $b_k(t)$  qui sont deux signaux en bande de base appelés respectivement *composante en phase* (I en anglais) et *composante en quadrature* (Q en anglais). La récupération de  $a_k(t)$  et  $b_k(t)$  sera possible uniquement si ces deux signaux sont de bande limitée à l'intervalle  $[-B, B]$  avec  $B < f_0$  (Condition de Rayghley).

Une représentation dans le plan complexe qui fait correspondre à chaque signal élémentaire un point  $C_k = A_k + jB_k$  permet de différencier chaque type de modulation. L'ensemble de ces points associés aux symboles porte le nom de **constellation**.



**Figure 1** : Définition d'une constellation numérique

### A.3. Modulation par déplacement de phase (PSK)

Les Modulations par Déplacement de phase (MDP) sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise : PSK pour "Phase Shift Keying". Reprenons l'expression générale d'une modulation numérique :

$$m(t) = \text{Re} \left[ \sum_k c_k(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right]$$

Avec  $c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$

Les signaux élémentaires  $a_k(t)$  et  $b_k(t)$  utilisent la même forme d'onde  $g(t)$  qui est ici une impulsion rectangulaire, de durée  $T$  et d'amplitude égale à  $A$  si  $t$  appartient à l'intervalle  $[0, T[$  et égale à 0 ailleurs.

On a toujours :  $a_k(t) = a_k \cdot g(t - kT)$  et  $b_k(t) = b_k \cdot g(t - kT)$

Soit :  $c_k(t) = (a_k + jb_k) \cdot g(t - kT) = c_k \cdot g(t - kT)$

Dans le cas présent, les symboles  $c_k$  sont répartis sur un cercle, et par conséquent :

$$c_k = a_k + jb_k = e^{j\varphi_k}$$

D'où :  $a_k = \cos(\varphi_k)$      $b_k = \sin(\varphi_k)$

Et  $a_k(t) = \cos(\varphi_k) \cdot g(t - kT)$      $b_k(t) = \sin(\varphi_k) \cdot g(t - kT)$

L'ensemble des phases possibles se traduit alors par les expressions suivantes :

$$\varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \frac{2\pi}{M} \quad \text{Lorsque } M > 2$$

Et :  $\varphi_k = 0$  ou  $\pi$  Lorsque  $M=2$

**Remarque :**

Les symboles  $c_k$  prennent leurs valeurs dans un alphabet de  $M > 2$  éléments  $\{e^{j\varphi_k}\}$  où  $\varphi_k$  est défini. On appelle "PSK-M" une modulation par déplacement de phase (MDP) correspondant à des symboles M-aires. La figure 2 montre différentes constellations de MDP pour  $M= 2, 4$  et  $8$ .

Ci-dessus avec  $k = 0, 1, \dots, M-1$ . On peut aussi considérer que  $a_k$  et  $b_k$  prennent simultanément leurs valeurs dans l'alphabet  $\{\cos(\varphi_k)\}$  et  $\{\sin(\varphi_k)\}$

Le signal modulé devient :

$$m(t) = \text{Re} \left[ \sum_k e^{j\varphi_k} \cdot g(t - kT) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] = \text{Re} \left[ \sum_k g(t - kT) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)} \right]$$

Soit, plus simplement, en ne considérant que l'intervalle de temps  $[kT, (k + 1)T[$ :

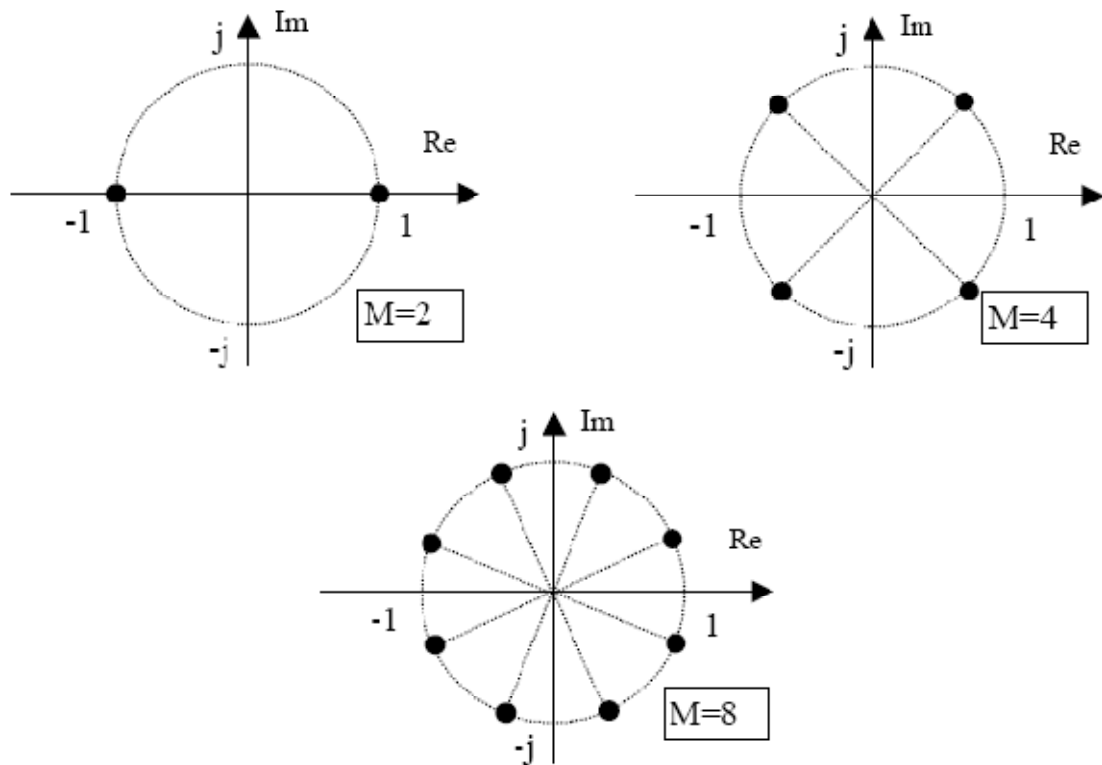
$$m(t) = \text{Re}[A. e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)}]$$

$$m(t) = A. \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)$$

$$= A. \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\varphi_k) - A. \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\varphi_k)$$

Cette dernière expression montre que la phase de la porteuse est modulée par l'argument  $\varphi_k$  de chaque symbole ce qui explique le nom donné à la MDP.

On appelle "MDP-M" une modulation par déplacement de phase (MDP) correspondant à des symboles M-aires. La figure 13 montre différentes constellations de MDP pour M= 2, 4 et 8.



**Figure 2 :** Constellation des symboles en modulation de phase MDP-M



#### A.4. Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (QAM) :

Les modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ) sont aussi appelées par leur abréviation anglaise : QAM pour "Quadrature Amplitude modulation".

C'est une modulation dite bidimensionnelle.

La MDA et la MDP ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points  $M$  est grand. En effet, dans la MDA les points de la constellation sont sur une droite, et dans la MDP les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan.

Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé  $m(t)$  peut s'écrire :

$$m(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

et que les deux signaux  $a(t)$  et  $b(t)$  ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \text{ Et } b(t) = \sum_k b_k \cdot g(t - kT)$$

Le signal modulé  $m(t)$  est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux  $a(t)$  et  $b(t)$ .

##### A.4. 1 Les constellations MAQ-M

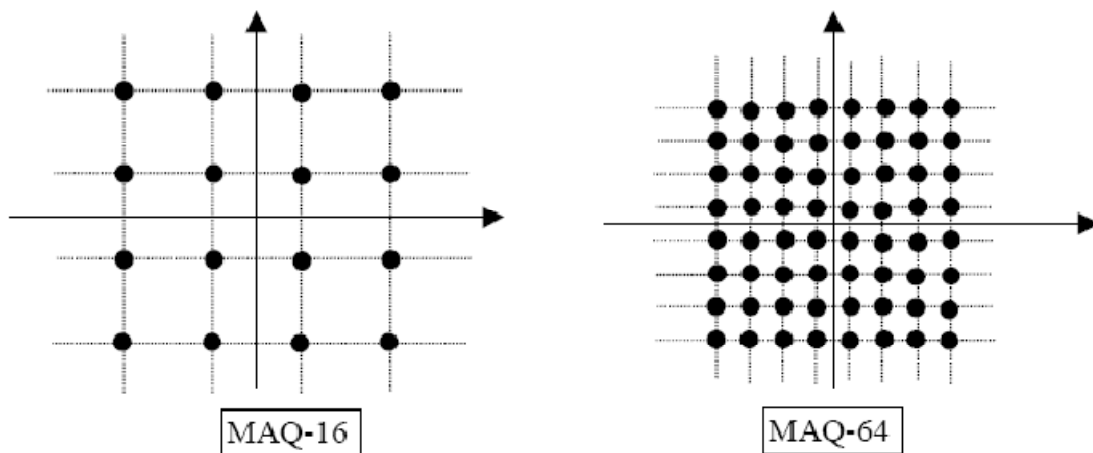
Les symboles  $a_k$  et  $b_k$  prennent respectivement leurs valeurs dans deux alphabets à  $M$  éléments ( $A_1, A_2, \dots, A_M$ ) et ( $B_1, B_2, \dots, B_M$ ) donnant ainsi naissance à une modulation possédant un nombre  $E = M^2$  états. Chaque état est donc représenté par un couple  $(a_k, b_k)$  ou ce qui revient au même par un symbole complexe  $c_k = a_k + jb_k$ . Dans le cas particulier mais très fréquent où  $M$  peut s'écrire  $M = 2^n$ , alors les  $a_k$  représentent un mot de  $n$  bits et les  $b_k$  représentent aussi un mot de  $n$  bits. Le symbole complexe  $c_k = a_k + jb_k$  peut par conséquent représenter un mot de  $2n$  bits. L'intérêt de cette configuration est que le signal  $m(t)$  est alors obtenu par une

combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles  $a_k$  et  $b_k$  indépendants.

De plus, les symboles  $a_k$  et  $b_k$  prennent très souvent leurs valeurs dans un même alphabet à M éléments.

Par exemple, la MAQ-16 est construite à partir de symboles  $a_k$  et  $b_k$  qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet  $\{\pm d, \pm 3d\}$  où d est une constante donnée. Une représentation de la constellation de cette modulation est donnée figure 3. La MAQ-16 a été souvent utilisée, notamment pour la transmission sur ligne téléphonique du RTC (à 9600 bit/s) et pour les faisceaux hertziens à grande capacité (140 Mbits/s) développés dans les années 1980.

Plus généralement lorsque les symboles  $a_k$  et  $b_k$  prennent leurs valeurs dans l'alphabet  $\{\pm d, \pm 3d, \pm 5d, \dots, \pm(M-1)d\}$  avec  $M = 2^{2n}$ . On obtient une modulation à  $2^{2n}$  états et une constellation avec un contour carré dont font partie la MAQ-4, la MAQ-16, la MAQ-64 et la MAQ-256.



**Figure 3 :** Constellations MAQ-16 et MAQ-64

## Références

- [1] **G. Cohen, J. Dornstetter et P. Godlewski**, "Codes correcteurs d'erreurs. Une introduction au codage algébrique", ISBN : 2-225-82538. Masson. 1992.
- [2] **A. Glavieux et M. Joindot**, "Communications numériques. Introduction", ISBN : 2- 225-85194. Masson. 1996.
- [3] **J.C. Bic, D. Duponteil et J.C. Imbeaux**, "Elements de communications numériques - Transmission sur fréquence porteuse", Dunod, 1986.
- [4] **Basel RIHAWI** Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes (chapitre1) pour obtenir le grade de Docteur de l'Université de Rennes I Soutenue le 20 Mars 2008
- [5] **S. Benedetto and E. Biglieri**, "Principle of digital transmission with wireless applications", Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1999.
- [6] **H. Bölcskei and A. J. Paulraj**, "The Communications Handbook", chapter Multiple input multiple-output (MIMO) wireless systems. CRC Press, 2001.
- [7] **R. Gold**, "Optimum binary sequences for spread-spectrum multiplexing", IEEE Trans. Inform. Theory, pp. 619-621, October 1967.
- [8] **G.L. Turin**, "Introduction to spread spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio", IEEE Proceedings, Vol. 68, No. 3, pp. 328-353, March 1980.
- [9] **G. Burel, C. Boudier and O. Berder**, "Detection of direct sequence spread spectrum transmissions without prior knowledge", In Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom), volume 1, pages 236-239, San Antonio (TX), USA, November 2001.
- [10] **M. Gudmundson**, "Generalized frequency hopping in mobile radio systems", Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf., pp. 788-791, May 1993.
- [11] **O. Berder, C. Boudier, and G. Burel**, "Identification of frequency hopping communications", In Proceedings of WSEAS Conference on Circuits, Systems, Communications and Computers (CSCC), pages 3851-3856, Vouliagmeni, Greece, July 2000.
- [12] **N.Prayongpun, K. Raouf** , "MIMO Channel Capacities in Presence of Polarization Diversity with and without Line-of-Sight Path," Journal WSEAS Trans. on Commun., vol. 5, no. 9, pp. 1744-1750, September 2006.

- [13] **R. G. Vaughan**, "Polarization diversity in mobile communications", IEEE Transactions on Vehicular Technology, 39 :177-186, August 1990.
- [14] **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.
- [15] **W. C. Jakes**, "Microwaves mobile communications", McGraw-Hill, New-York, 1982.
- [16] **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.
- [17] **A. Wittneben**, "Basestation modulation diversity for digital simulcast", In Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'91), pages 848-853, May 1991.
- [18] **N. Seshadri and J. H. Winters**, "Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmission systems using transmitted antenna diversity", International Journal of Wireless Information Networks, 1(1) :49-59, January 1994.
- [19] **M.A. Khalighi, K. Raouf, and G. Jourdain**, "Capacity of wireless communication systems employing antenna arrays", Journal of Wireless Personal Communications", No. 23, PP 321-352, Kluwer academic publishers, 2002.
- [20] **Vincent Le Nir**. « Étude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multiporteuses », Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 16 NOVEMBRE 2004
- [21] **Ilham OUACHANI**. « Analyse de performance de systèmes de communications sans fils exploitant micro et macro diversité », UNIVERSITÉ DE PARIS-SUD U. F. R. SCIENTIFIQUE D'ORSAY, 28 Juin 2005
- [22] **Y. Wu and W.Y. Zou**, "Performances simulations of COFDM for Broadcast applications", SMPTE Journal, May 1995
- [23] **I. E. Telatar**. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. European Transactions on Telecommunications, 10(6):585–595, 1999.

[24] **G. J. Foschini and M. J. Gans.** On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 6(3):311–335, march 1998

[25] **D. Gesbert and J. Akhtar.** Breaking the barriers of Shannon’s capacity: An overview of MIMO wireless system. *Telektronikk Telenor Journal*, January 2002.

[26] **V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank.** Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(2):744–765, March 1998.

[27] **S. Alamouti,** “Space-Time block coding: A simple transmitter diversity technique for wireless communications,” *IEEE Journal On Select Areas In Communications*, vol. 16, pp. 1451– 1458, October 1998.

[28] <http://fr.wikipedia.org/wiki/OFDM>

[29] [www.afjv.fr/press0512/051219\\_standards\\_sans\\_fil\\_wifi.htm](http://www.afjv.fr/press0512/051219_standards_sans_fil_wifi.htm)

[30] **Collin L.,** “Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale”, thèse de doctorat, 17 décembre 2002

[31] **G. J. Foschini.** Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas. *Bell Labs Technical Journal*, 1(2) :41–59, September 1996

[32] **P.W.Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, and R.A. Valenzuela.** V-blast : An architecture for realizing very high data rates over rich-scattering wireless channel. *International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*, pages 295–300, September 1998

[33] **Olivier BERDER.** « Optimisation et stratégies d’allocation de puissance des systèmes de transmission multi antennes », l’Université de Bretagne Occidentale, 20 décembre 2002.

[34] **D. Le Ruyet and B. Ozbek.** Systèmes MIMO et codage spatio-temporel. *Revue de l’électricité et de l’électronique*, (4), 2005.

[35] **V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R. Calderbank.** Space-time block coding for wireless communications : performance results. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(3) :451–460, March 1999.

[36] **V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank**, “Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication : Performance Criterion and Code Construction,” *IEEE Transactions On Information Theory*, vol. 44, pp. 744–765, March 1998.

[37] **D. Aktas, H. E. Gamal, and M. P. Fitz**, “Towards Optimal Space-Time Coding,” in *Proceedings of Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 2, pp. 1137–1141, November 2002.

[38] **G. J. Foschini**, “Layerd space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas,” *Bell Laboratories Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, 1996.

[39] **P.W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela**, “V-BLAST : An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel,” *Bell Laboratories, Lucent Technologies, Crawford Hill Laboratory 791 Holmdel-Keyport RD., Holmdel, NJ07733*.

[40] **G. Caire and G. Colavolpe**, “On space-time coding for quasi-static multiple-antenna channels,” *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 2, pp. 1078–1082, March 2001.

[41] **V. Tarokh, H. Jafarkhani, and R. A. Calderbank**, “Space-Time block codes from orthogonal designs,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, pp. 1456–1467, July 1999.

[42] **O. Tirkkonen and A. Hottinen**, “Complex Space-Time Block Codes for four Tx,” in *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 2, pp. 1005–1009, November 2000.

[43] **O. Tirkkonen and A. Hottinen**, “Square-matrix embeddable space-time block codes for complex signal constellations,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, pp. 384–395, February 2002.

[44] **G. J. Foschini and M. J. Gans** “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas”. *Wireless Personal Communications*, 6(3):311–335, march 1998.

[45] **M. O. Damen, K. Abed-Meraim, and J. C. Belfiore**. Iterative qr detection for blast. *Wireless Personnal Communications*, 19(3) :179–192, December 2001.

- [46] **W. Zha and S.D. Blostein.** Multiuser receivers that are robust to mismatch. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing, Special Issue on Multiuser Detection and Blind Estimation*, 12 :1355–1364, December 2002.
- [47] **M. O. Damen, K. Abed-Meraim, and J. C. Belfiore.** A generalized sphere decoder for asymmetrical space-time communication architecture. *IEE Electronic Letters*, 36, January 2000.
- [48] **M. O. Damen, A. Chkeif, and J. C. Belfiore.** Lattice code decoder for spacetime codes. *IEEE Communications Letters*, 4 :166–169, May 2000.
- [49] **P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela.** V-BLAST: An 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)*, pages 295–300, Pisa, Italy, September 29 - October 2 1998.
- [50] **R. Piechocki, P. Fletcher, A. Nix, N. Canagarajah, and J. McGeehan.** A measurement based feasibility study of space-frequency MIMO detection and decoding techniques for next generation wireless LANs. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 48(3):732–737, August 2002.
- [51] **E. De Marinis, O. Gasparini, and M. Iarossi.** Spatial multiplexing for wireless LAN: performance recovery in presence of channel estimation errors and evaluation for HiperLAN/2. In *Proceedings of the European Conference on Wireless Technology*, Milan, Italy, September 2002.
- [52] **K. Sheikh, D. Gesbert, D. Gore, and A. Paulraj.** Smart antennas for broadband wireless access networks. *IEEE Communications Magazine*, 37(11):100–105, November 1999.
- [53] 3GPP. TR 25.876: Multiple-Input Multiple Output antenna processing for HSDPA. Technical report, ITU, 2001.
- [54] **J. Pautler, M. Ahmed, and K. Rohani.** On application of multiple-input multiple-output antennas to CDMA cellular systems. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Fall'01)*, volume 3, pages 1508–1512, Atlantic City (NJ), USA, October 7-11 2001.
- [55] **C. Ming, W. Gang, and W. Haifeng.** Space-time codes of multi-code transmission for WCDMA. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology*

Conference (VTC-Spring'01), volume 2, pages 1311– 1313, Rhodes, Greece, May 2001.

[56] **D. Samardzija, P. Wolniansky, and J. Ling.** Performance evaluation of the VBLAST algorithm in W-CDMA systems. In Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Fall'01), volume 2, pages 723–727, Atlantic City (NJ), USA, October 7-11 2001.

[57] **T. He, N. Arumugam, and G.H. Krishna.** Performance of space-time coded MC-CDMA over time and frequency selective fading channel. In Proceedings of the 4th IEEE International Workshop on Mobile and Wireless Communications Networks (MWCN), pages 419–423, Stockholm, Sweden, September 2002.

[58] **A. Stamoulis, L. Zhiqiang, and G.B. Giannakis.** Space-time block-coded OFDMA with linear precoding for multirate services. IEEE Transactions on Signal Processing, 50(1):119–129, January 2002.

[59] **R. W. Chang.** Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. Bell Systems Technical Journal, 45:1775–1796, December 1966.

[60] sylvain tertois réduction des effets des non-linéarités dans une modulation multi porteuse a l'aide de réseaux de neurones (chapitre 1) thèse de doctorat soutenue le 12 décembre 2003 à de rennes 1

[61] **richard k. martin and c. richard johnson jr.** adaptive equalization: transitioning from single-carrier to multicarrier systems ieee signal processing magazine november 2005

[62] **Laurent Ros** Spécificité du canal de propagation en communication radio-mobile et choix d'une modulation Séminaire du LIS, Grenoble, le 12 Mai 2005.

[63] **Vincent Le Nir** Étude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multiporteuses thèse de doctorat d'électronique présentée devant l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes le 16 NOVEMBRE 2004

[64] **Ramasamy Venkatasubramanian** Beamforming for MC-CDMA Thesis submitted to the faculty of Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of MASTER OF SCIENCE in Electrical Engineering January 31 2003 Blacksburg, Virginia

[65] **Mathieu Caillet** Narrowband Adaptive Antennas – Basic Concepts Defence R&D Canada – Ottawa CONTRACT REPORT DRDC Ottawa CR 2007-165 August 2007



[66] **olivier berder** Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes (chapitre3) thèse de doctorat présentée devant l'Université de Bretagne Occidentale Soutenue le 20 décembre 2002

[67] **E. Biglieri, J. Proakis, and S. Shamai(Shitz)**. Fading channels : Information-theoretic and communications aspects. *IEEE Trans. on Information Theory*, pages 2619–2692, October 1998.

[68] **W. Choi and J. M. Cioffi**. Multiple input/multiple output (MIMO) equalization for space-time block coding. In *IEEE Pacific Rim Conf. Communications Computers and Signal Processing*, pages 341–344, 1999.

[69] **W. Choi and J. M. Cioffi**. Space-time block codes over frequency selective Rayleigh fading channels. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Fall*, volume 5, pages 2541– 2545, Amsterdam, 1999.

[70] **M. Torabi and M. R. Soleymani**. Space-time-frequency CODM with Power allocation for broadband wireless communications. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Fall*, volume 1, pages 209–212, March 2002.

[71] **D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, and N. Seshadri**. Space-time coded OFDM for high datarate wireless communication over wideband channels. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Fall*, volume 3, pages 2232–2236, Canada, 1998.

[72] **King F. Lee and Douglas B. Williams**. A Space-Frequency Diversity Technique for OFDM Systems. In *GLOBECOM conference records*, volume 3, pages 1473–1477, 2000.

[73] **K. Suto and T. Ohtsuki**. Performance evaluation of space-time-frequency block codes over frequency selective fading channels . In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Fall*, volume 3, pages 1466–1470, September 2002.

- [74] **E. Ko, P. Joo, C. Kang, and D. Hong.** Improved transmit diversity using space-time block coding for OFDM systems. In *MILCOM*, volume 2, pages 1034–1038, October 2002.
- [75] **S. A. Alkhaldeh and Y. R. Shayan.** An extended space-time transmit diversity scheme for frequency selective fading channels. In *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pages 1663–1666, Montreal, 2003.
- [76] **M. Kuhn, I. Hammerstroem, and A. Wittneben.** Linear scalable space-time codes: tradeoff between spatial multiplexing and transmit diversity. In *IEEE Workshop on Signal Processing, advances in wireless communications (SPAWC)*, pages 21–25, 2003.
- [77] **G. Bauch.** Space-time block codes versus space-frequency block codes. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Spring*, volume 1, pages 567–571, 2003.
- [78] **Y. Gong and K. Ben Letaief.** An efficient space-frequency coded OFDM system for broadband wireless communications. *IEEE Transactions on Communications*, 51(11) :2019–2029, November 2003.
- [79] **M. Qin and S. Blum.** Properties of space-time codes for frequency-selective channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52(3) :694–702, March 2004.
- [80] **Z. Liu, G. B. Giannakis, S. Barbarossa, and A. Scaglione.** Transmit-antennae space-time block coding for generalized OFDM in the presence of unknown multipath. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 19:1352–1364, July 2001.
- [81] **Y. Xin, Z. Wang, and G. B. Giannakis.** Space-time constellation-Rotating codes maximizing diversity and coding gains. In *GLOBECOM conference records*, volume 1, pages 455–459, 2001.

[82] **S. Chen and T. Yao.** A space-time coded multi-antenna OFDM scheme over frequency-selective fading channels. In *proceedings of IEEE Personal Indoor Mobile Radio Communications Conf.*, volume 1, pages 328–331, 2003.

[83] **S. A. Alkhwaldh and Y. R. Shayan.** An extended space-time transmit diversity scheme for frequency selective fading channels. In *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pages 1663–1666, Montreal, 2003.

[84] **P. Grosse,** "Gestion dynamique des tâches dans une architecture micro-électronique intégrée à des fins de basse consommation", Thèse de doctorat de l'École Normale Supérieure de Lyon, le 17 Décembre 2007.

[85] **G. Tesserault,** "Modélisation multi-fréquences du canal de propagation", Thèse de doctorat de l'université de Poitiers, le 11 Décembre 2008.

[86] **Hsiao-Hwa Chen,** "The next generation CDMA technologies", Jhon Wiley & Sons, Ltd

[87] **Henrik Schulze & Christian Luders,** "Theory and Applications of OFDM and CDMA Wideband Wireless Communications", Copyright 2005, John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England ISBN-13 978-0-470-85069-5 (HB), ISBN-10 0-470-85069-8 (HB)

[88] **K. Runser,** "Méthodologies pour la planification de réseaux locaux sans-fil", Thèse de doctorat, de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, le 27 Octobre 2005

[89] **S. Bories,** "Conception et analyse des performances d'antennes pour la communication ultra large bande", Thèse de doctorat, Sciences et Technologies de l'Information des Télécommunications et des Systèmes, le 27 Octobre 2006

[90] **D. Guel,** "Etude de nouvelles techniques de réduction du « facteur de crête » à compatibilité descendante pour les systèmes multi-porteuses", Thèse de doctorat, de l'université de Rennes 1, le 16 décembre 2009.

[91] **Ahmad R. S. Bahai & Burton R. Saltzberg,** Multi-Carrier Digital Communication theory and application of OFDM, eBook ISBN: 0-306-46974-X, Print ISBN: 0-306- 46296-6, ©2002 Kluwer Academic Publishers, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow, Print ©1999 Kluwer Academic / Plenum Publishers, New York

[92] Aurélien Géron Préface de Marc Taieb 3e édition Wifi Professionnel la norme 802.11, le déploiement, la sécurité