

MINISTER DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE ABOU-BAKR BELKAÏD-TLEMCCEN



FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



Thèse de Magister en

**Systems et Réseaux de Télécommunications  
(SRT)**

**THEME**

---

**APPLICATION DE LA TECHNOLOGIE  
MIMO DANS LES RESEAUX WI-FI**

---

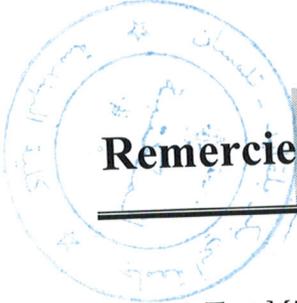
Présenté par

**ZERROUKI EL-HADJ**

Soutenue en 2006 devant le jury composé de :

Président de jury :	Mr	N. BENAHMED	M.C	à l'Université de Tlemcen.
Examineurs :	Mr	M. KHELIF	M.C	à l'Université de Tlemcen.
	Mr	S. MERIAH	M.C	à l'Université de Tlemcen.
	Mr	A. ABDELMALEK	C.C	à l'Université de Tlemcen.
	Mr	M. FEHAM	Prof	à l'Université de Tlemcen.
Directeur de thèse :	Mr	M. FEHAM	M.C	à l'ENST-Paris France.
Co-directeur de thèse :	Mme	H.LABIOD		





## Remerciement

*Au nom d'Allah le Très Miséricordieux, le Tout Miséricordieux,  
à qui je dois tout,*

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'un projet de recherche mené au niveau du Laboratoire des Systèmes de Technologie de l'Information et de Communication (STIC), Département d'Electronique de la Faculté des Sciences de l'Ingénieur de l'Université Abou-Bekr Belkaïd-Tlemcen, intitulé : « *Application de la technologie MIMO dans les réseaux Wi-Fi* » sous la direction de Monsieur Pr. M. FERHAM.

Je saisis cette occasion pour exprimer ma gratitude et mes vifs remerciements à mon éminemment encadreur, Monsieur M. FERHAM, Professeur à l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen et Directeur du Laboratoire (STIC) pour la confiance qu'il m'a accordé, chose qui m'a incité à multiplier mes efforts pour être à la hauteur de leur attente. Veuillez, Messieurs, trouver dans ce travail une reconnaissance sincère pour tout le savoir que vous m'aviez prodigué tout au long de mon cursus avec autant de dynamisme, de compétence et de rigueur. Pour la qualité de votre encadrement, ta rigueur ton incroyable disponibilité, tes remarques fructueuses et tes directives précieuses.

Cette thèse ne serait pas aussi riche et n'aurait pu voir le jour sans l'aide et l'encadrement de mon directeur de thèse, Mme H. LABIOD, Maître de conférence à L'Ecole National Supérieur de Télécommunications (ENST) de Paris-France, à qui j'exprime mes sentiments de gratitude et de profonde admiration, et dont ses articles ont fortement influencé mes travaux sur la technologie MIMO et les réseaux sans fils, enrichissantes et contribuant efficacement à l'avancement de mes travaux de recherche.

Je remercie également Monsieur N. BENAHMED, Maître de conférence à l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen, qui malgré un emploi de temps fort chargé, a accepté de juger ce travail et d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je remercie sincèrement Monsieur A. DJEBBARI, Professeur à l'Université de Sidi-Bel-Abbès, Monsieur M. KHELIF, Maître de conférence à l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen et Monsieur A. ABDELMALEK, Chargé de cours à l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen, d'avoir accepté de rapporter cette thèse, pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail en acceptant de faire partie du jury.

J'exprime par ailleurs toute ma sympathie à l'ensemble des membres du Laboratoire de systèmes de Technologie et de l'Information et de Communication, de Tlemcen. Mon séjour passé au sein du groupe STIC restera inoubliable grâce aux personnes que j'ai pu y côtoyer. Je pense notamment aux amis résidant au Bachir IBrahimi de Imama, avec qui les journées paraissaient si courtes.

Il me serait impossible de terminer sans adresser une pensée chaleureuse à toute ma famille et, plus particulièrement, à toi Salima.

Z. Hadj.

Tlemcen, le 15 Février 2006

Hier encore confinés au monde professionnel, l'emploi des réseaux locaux sans fil, propulsés par les avancées de l'électronique et du traitement du signal, se généralise à grands pas. Plus flexibles, moins chers que les solutions filaires, leurs perspectives de développement restent cependant lourdement conditionnées par leur aptitude à supporter des débits suffisants pour les applications multimédia. Dans cette course vers les hauts débits, des chercheurs des laboratoires Bell ont donné une impulsion décisive lorsque, en 1996, ils ont mis en évidence la possibilité d'accroître substantiellement les débits de transmission par l'emploi simultané de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception. Le concept des systèmes de communication à entrées multiples et à sorties multiples MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) était né.

Rares sont les standards existants compatibles avec le transport de services multimédia hauts débits. La norme IEEE 802.11a, affichant des taux de transferts bruts jusqu'à 54 Mbits/s dans la gamme de fréquences de 5 GHz, en fait partie. Se pose alors naturellement la question d'évaluer dans quelle mesure une extension MIMO permettrait d'augmenter ces débits. L'objectif de cette thèse, menée dans le cadre de l'application de la technologie MIMO dans les réseaux Wi-Fi et d'apporter quelques éléments de réponse à ce problème.

Après un premier chapitre introductif donnant un état de l'art de la technologie MIMO, les formules des capacités des différents canaux SISO et SIMO seront fournies par la théorie de l'information et comparées à celle du système MIMO. Le second chapitre présente un aperçu du monde des réseaux locaux sans fil 802.11 et son extension 802.11a qui définit différentes techniques de transmission haut débit, à savoir la modulation OFDM. Les outils requis dans la construction d'une chaîne d'émission et de réception MIMO-WiFi seront fournis par les techniques de codage, de modulation bits à symbole et de modulation OFDM associée au code spatio-temporel permettant d'élaborer une stratégie capable d'exploiter au mieux la structure du canal ; sujet du troisième chapitre.

Finalement, le quatrième chapitre présente une simulation de notre système et démontre l'apport de la technologie MIMO au standard IEEE 802.11a, après avoir donné un modèle de son canal et la théorie de sa capacité.

---

**Mots clés :** systèmes à antennes multiples (MIMO), la norme 802.11a (Wi-Fi5), capacité du canal, canal SISO, SIMO, OFDM, codage spatio-temporel, modulation, codage, débit binaire.

As lately as yesterday confined in the professional world, the Wireless Local Area Networks (WLAN), propelled by the electronic advances and signal processing, are extended with great steps. More flexible, less expensive than wire solutions, their development prospects remain however heavily conditioned by their aptitude to support data rates sufficient for multimedia applications. Thus this race to high data rates, Bell laboratories researchers gave a decisive impulse when, in 1996, they highlighted the possibility to increase substantially the transmission data rates by use simultaneous multiple antennas both at the transmitter and at the receiver. The concept of communication systems at Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) had been born.

Rare are the existing standards compatible with high data rates multimedia services transport. The IEEE 802.11a standard, posting a throughput up to 54 Mbits/s in frequency band of 5 GHz. Naturally the question arises then of evaluating an MIMO extension up to what point would make it possible to increase these data rate. The objective of this thesis, investigate the application of MIMO technology in Wi-Fi networks and apply some brief replies to this problem.

After a first chapter giving a state of art of MIMO technology, the capacities formulas of SISO and SIMO channels will be provided by the information theory and compared to that of MIMO system. The second chapter presents an outline of the world of Wireless Local Area Networks (WLAN) 802.11 standards and its extension 802.11a which defines various transmission techniques for high data rates, In particular, the OFDM modulation. The necessary tools in the construction of a MIMO-WiFi emission-reception chain will be provided by the techniques of coding, of bits to symbol modulation and of OFDM modulation associated with the space-time code which elaborates a strategy able as well as possible to exploit the channel structure; subject of the third chapter.

Finally, the fourth chapter presents a simulation of our system studied the contribution of MIMO technology at IEEE 802.11a standard, after giving a model of its channel and the theory of its capacity.

# Table des matières

Remerciement .....	ii
Résumé.....	iv
Abstract.....	v
Table des matières .....	vi
Liste des figures .....	ix
Liste des tableaux.....	xi
Acronymes & Abréviations .....	xii
Introduction générale .....	1

## Chapitre 1 : Techniques MIMO - Etat de l'art

I.1	Introduction .....	5
I.2	Introduction aux systèmes MIMO .....	6
	I.2.1 Intérêt de la transmission sur plusieurs antennes.....	7
	I.2.2 Limite de Shannon.....	8
	I.2.3 Transmission en diversité spatiale à l'émission (MISO).....	8
	I.2.4 Transmission en diversité spatiale à la réception (SIMO).....	9
	I.2.5 Transmission en diversité spatiale en émission et réception (MIMO) .....	10
I.3	Modèle de système MIMO .....	11
I.4	Capacité des canaux MIMO .....	13
	I.4.1 Capacité du canal SISO .....	14
	I.4.2 Capacité du canal SIMO.....	15
	I.4.3 Capacité du canal MIMO .....	15
I.5	Algorithmes de réception associés aux systèmes MIMO .....	22
	I.5.1 Critère de forçage à zéro.....	23
	I.5.2 Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM).....	23
	I.5.3 Récepteur à retour de décision V-BLAST .....	24
	I.5.4 Récepteur du maximum de vraisemblance (MV) .....	24
	I.5.5 Décodage par sphères .....	25
I.6	Applications envisagées .....	26
I.7	Compatibilité avec les techniques d'accès multiple .....	26
I.8	Exploiter le temps de propagation des signaux .....	27
I.9	Codage spatio-temporel.....	27
I.10	Un puissant algorithme.....	29
I.11	Conclusion.....	29

## Chapitre 2 : La norme IEEE 802.11 et son extension IEEE 802.11a (Wi-Fi 5)

II.1	Introduction .....	31
II.2	Les réseaux locaux sans fil (WLAN) .....	31
II.3	Les technologies IEEE 802.11 .....	32
II.4	Les modes opératoires de 802.11 .....	33
	II.4.1 Le mode infrastructure .....	34
	II.4.2 Le mode ad hoc .....	35
II.5	La couche physique 802.11 .....	35
	II.5.1 Généralités.....	35
	II.5.2 La norme physique 802.11 .....	35

II.5.2.1	La norme 802.11b (Wi-Fi)	37
II.5.2.2	La norme 802.11a (Wi-Fi 5)	37
II.6	Phénomènes physiques	38
II.6.1	Le Fading	38
II.6.2	Trajets multiples	39
II.6.2.1	Equalisation	39
II.6.3.2	Etalement du spectre	39
II.7	La couche de liaison de données 802.11	40
II.7.1	Le protocole CSMA/CA	40
II.7.2	Le Protocole RTS/CTS	41
II.8	Associations, architectures cellulaires et itinérance	41
II.8.1	Association et réassociation	41
II.8.2	Réutilisation des canaux	42
II.8.3	La mobilité (Roaming)	43
II.9	La norme IEEE 802.11a	44
II.9.1	Le format de la trame physique	44
II.9.2	Constantes et notations mathématiques	45
II.9.3	Représentation mathématique du signal envoyé	46
II.9.4	Génération du préambule	47
II.9.5	Génération du champ signal	47
II.9.6	Le codage de la partie Données	48
II.9.6.1	Le champ service	48
II.9.6.2	Calcul du padding et du nombre de symboles OFDM	48
II.9.6.3	Le codage convolutionnel	48
II.9.6.4	L'entrelacement	49
II.9.6.5	Modulation des sous-porteuses	49
II.9.6.6	La modulation OFDM	50
II.10	Les groupes de travail de l'IEEE 802.11	50
II.11	Conclusion	51

### Chapitre 3 : Application de la technologie MIMO au Standard IEEE 802.11a

III.1	Introduction	53
III.2	Présentation du système MIMO/OFDM	54
III.3	Codes convolutionnels	56
III.3.1	Encodage des codes convolutionnels	56
III.3.2	Analyse des codes convolutionnels	57
III.3.3	Décodage des codes convolutionnels : l'algorithme de Viterbi	58
III.3.3.1	Notion de métrique	58
III.3.3.2	Implémentation de l'algorithme de Viterbi	60
III.3.4	Poinçonnement	63
III.3.5	Codeur utilisé	63
III.4	Entrelacement	64
III.5	Modulation Numérique	65
III.5.1	Ondes porteuses	65
III.5.2	Modulation	65
III.5.3	Modulation Adaptative	68
III.6	Modulation OFDM	69
III.7	Codes spatio-temporels : état de l'art	72
III.7.1	Description du problème	72
III.7.2	Une note sur la diversité	74
III.7.3	Les codes spatio-temporels	74
III.7.3.1	Codes spatio-temporels en couches	75
III.7.3.2	Codage et décodage BLAST	76
III.7.4	Les principes de BLAST Vertical (V-BLAST)	78
III.7.4.1	Le codage V-BLAST	78
III.7.4.2	Détection V-BLAST : Ordre, Suppression et Annulation	80

III.7.4.3	L'efficacité spectrale de V-BLAST .....	82
III.7.5	Système V-BLAST-OFDM .....	82
III.8	Conclusions.....	84

### Chapitre 4 : Modélisation et Simulation d'un Système MIMO-WiFi

IV.1	Introduction .....	86
IV.2	Modèle du canal MIMO à trajets multiples et à large bande.....	87
IV.2.1	Modèle de système .....	87
IV.2.2	Modèle du canal.....	88
IV.2.3	L'information mutuelle.....	89
IV.3	Le contexte de SISO .....	89
IV.3.1	Matrice du canal .....	90
IV.3.2	L'information mutuelle .....	91
IV.3.3	La capacité maximale .....	91
IV.4	Le contexte de MIMO .....	91
IV.4.1	Matrice de canal.....	92
IV.4.2	L'information mutuelle .....	93
IV.4.3	La capacité maximale .....	93
IV.5	Simulation du système MIMO-WiFi .....	94
IV.5.1	Description de la couche physique IEEE 802.11a (Wi-Fi5).....	97
IV.5.2	Bien-fondé d'un système MIMO-WiFi .....	97
IV.5.3	Extension MIMO .....	98
IV.5.3.1	Analyse du problème .....	98
IV.5.3.2	Architecture MIMO-IEEE 802.11a .....	99
IV.5.3.3	Contraintes de coût .....	100
IV.5.4	Modèle de simulation .....	102
IV.6	Simulations et résultats.....	103
IV.6.1	Simulation d'un canal SISO (Wi-Fi5) .....	103
IV.6.1.1	Taille des constellations.....	105
IV.6.1.2	Nombre de sous-porteuses OFDM .....	106
IV.6.1.3	Codage convolutionnel .....	108
IV.6.2	Simulation des canaux MISO et SIMO .....	108
IV.6.2.1	Canal MISO .....	109
IV.6.2.2	Canal SIMO .....	111
IV.6.3	Simulation d'un système MIMO-WiFi.....	111
IV.6.3.1	Taille des constellations.....	113
IV.6.3.2	Nombre de sous-porteuses OFDM .....	114
IV.6.3.3	Codage convolutionnel .....	116
IV.6.3.4	Nombre d'antennes .....	119
IV.6.3.5	Bande passante.....	122
IV.7	Conclusion .....	123
	Conclusion générale.....	125
	Perspectives .....	126
	Annexe .....	133
	Bibliographie .....	136
	Publications.....	

# Liste des figures

<b>Figure I-1</b> Schéma d'un système de transmission sous fil MIMO.....	6
<b>Figure I-2</b> Structure d'un système MISO.....	9
<b>Figure I-3</b> Structure d'un système MISO équivalent à un simple émetteur récepteur.....	9
<b>Figure I-4</b> Structure d'un système SIMO.....	9
<b>Figure I-5</b> Structure d'un système MIMO.....	10
<b>Figure I-6</b> Représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrices.....	12
<b>Figure I-7</b> Capacités de systèmes SIMO et MIMO par rapport au canal SISO.....	17
<b>Figure I-8</b> Capacité d'un canal SISO comparée à la capacité d'un canal MIMO à $N_t=N_r=4$ .....	20
<b>Figure I-9</b> Capacités des systèmes MIMO pour un nombre d'antennes émettrices et récepteurs égaux.....	21
<b>Figure I-10</b> Capacités des systèmes MIMO en fonction des antennes émettrices pour 4 récepteurs.....	21
<b>Figure I-11</b> Capacité des systèmes MIMO en fonction du nombre de récepteurs pour 4 émetteurs.....	22
<b>Figure I-12</b> Structure d'un système MIMO de $3 \times 3$ .....	27
<b>Figure I-13</b> L'introduction du modulateur/démodulateur spatio-temporel à l'émission/réception.....	28
<hr/>	
<b>Figure II-1</b> Le Modèle OSI et la position de la norme 802.11 (MAC, PHY).....	33
<b>Figure II-2</b> Le mode infrastructure.....	34
<b>Figure II-3</b> Le mode ad hoc.....	34
<b>Figure II-4</b> Les 3 sous-couches définies par la norme 802.11.....	35
<b>Figure II-5</b> Exemples d'association de trois canaux (13 canaux : pour l'Europe).....	36
<b>Figure II-6</b> La modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).....	38
<b>Figure II-7</b> Itinérance entre les points d'accès.....	42
<b>Figure II-8</b> La fonction de réutilisation des canaux.....	42
<b>Figure II-9</b> La fonction de mobilité (Roaming).....	43
<b>Figure II-10</b> La trame physique de la norme IEEE 802.11a.....	44
<b>Figure II-11</b> Format de la synchronisation d'une trame IEEE 802.11.....	47
<b>Figure II-12</b> Composition du champ signal.....	47
<b>Figure II-13</b> Diagramme de modulation 16QAM, QPSK et BPSK.....	49
<b>Figure II.14</b> Organisation des différentes extensions IEEE 802.11.....	51
<hr/>	
<b>Figure III-1</b> Le système de transmission MIMO/OFDM.....	54
<b>Figure III-2</b> Encodeur convolutionnel $(7, 5)_8$ .....	56
<b>Figure III-3</b> Schéma en treillis du codeur $(7, 5)_8$ .....	58
<b>Figure III-4</b> Déroulement de l'algorithme de Viterbi.....	62
<b>Figure III-5</b> Poinçonnement : $R=1/2 \Rightarrow R=2/3$ et $R=1/2 \Rightarrow R=3/4$ .....	63
<b>Figure III-6</b> Codeur convolutionnel $(133, 171)_8$ .....	64
<b>Figure III-7</b> Structure de l'entrelaceur matriciel.....	65
<b>Figure III-8</b> Modulation à décalage de Fréquence (FSK).....	66
<b>Figure III-9</b> Modulation à décalage de phase (PSK).....	66

<b>Figure III-10</b> Modulation a décalage de phase en quadrature (QPSK) .....	67
<b>Figure III-11</b> Modulation d'amplitude en Quadrature 16-QAM .....	67
<b>Figure III-12</b> Code Gray pour les constellations 16QAM, QPSK et BPSK .....	68
<b>Figure III-13</b> Modulation/Démodulation OFDM .....	69
<b>Figure III-14</b> Représentation temporelle de l'OFDM. ....	70
<b>Figure III-15</b> La composition des l'entrées de l'opération IFFT .....	71
<b>Figure III-16</b> Représentation fréquentielle de l'OFDM (M=5).....	71
<b>Figure III-17</b> Le schéma en bloc d'un codeur spatio-temporel en couche avec $N_t = 5$ .....	76
<b>Figure III-18</b> Le schéma en bloc d'un codeur V-BLAST avec $N_t = 5$ .....	79
<b>Figure III-19</b> Codage V-BLAST avec $N_t = N_r = 3$ pour l'amélioration triple de l'efficacité spectrale. ....	79
<b>Figure III-20</b> Division en sous-trames et codage de chaque sous-trame .....	80
<b>Figure III-21</b> Structure d'un mot de code du code V-BLAST .....	80
<b>Figure III-22</b> Émetteur V-BLAST-OFDM .....	83
<b>Figure III-23</b> Récepteur V-BLAST-OFDM.....	84
<hr/>	
<b>Figure IV.1</b> Chaîne d'émission IEEE 802.11a.....	95
<b>Figure IV.2</b> Interface graphique du simulateur MIMO-WiFi. ....	103
<b>Figure IV-3</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $B = 20\text{MHz}$ , $R = 3/4$ et $M = 64$ .....	104
<b>Figure IV-4</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $B = 20\text{MHz}$ , $R = 3/4$ et $M = 128$ .....	104
<b>Figure IV-5</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $B = 20\text{MHz}$ , $R = 3/4$ et $M = 512$ . ....	105
<b>Figure IV-6</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $B = 20\text{MHz}$ , $R = 3/4$ et une modulation BPSK .....	105
<b>Figure IV-7</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $B = 20\text{MHz}$ , $R = 3/4$ et une modulation 64-QAM.....	106
<b>Figure IV-8</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $B = 20\text{MHz}$ , $M = 64$ et une modulation BPSK. ....	107
<b>Figure IV-9</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $B = 20\text{MHz}$ , $M = 64$ et une modulation QPSK.....	107
<b>Figure IV-10</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $B = 20\text{MHz}$ , $M = 64$ et une modulation 64-QAM.....	108
<b>Figure IV-11</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $R = 3/4$ , $M = 64$ et une modulation BPSK.....	109
<b>Figure IV-12</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $R = 3/4$ , $M = 64$ et une modulation 64-QAM. ....	109
<b>Figure IV-13</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $R = 3/4$ , $M = 64$ et une modulation BPSK.....	110
<b>Figure IV-14</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $R = 3/4$ , $M = 64$ et une modulation 64-QAM. ....	110
<b>Figure IV-15</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $N_t=N_r = 4$ , $B = 20\text{MHz}$ , $R = 1/2$ , $M = 64$ .....	112
<b>Figure IV-16</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $N_t=N_r = 4$ , $B = 20\text{MHz}$ , $R = 3/4$ , $M = 64$ .....	112
<b>Figure IV-17</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $N_t=N_r = 4$ , $B = 20\text{MHz}$ , $R = 7/8$ , $M = 64$ .....	113
<b>Figure IV-18</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $N_t = N_r = 4$ , $R = 3/4$ , et une modulation BPSK .....	113
<b>Figure IV-19</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $N_t=N_r = 4$ , $R = 3/4$ , et une modulation 64-QAM.....	114
<b>Figure IV-20</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $N_t=N_r = 4$ , une modulation BPSK, et $M = 64$ .....	115
<b>Figure IV-21</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $N_t=N_r = 4$ , une modulation 64-QAM, et $M = 64$ .....	115
<b>Figure IV-22</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $N_r=4$ , $R = 3/4$ , une modulation BPSK, et $M = 64$ .....	116
<b>Figure IV-23</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $N_r=4$ , $R = 3/4$ , une modulation 64-QAM, $M = 64$ .....	117
<b>Figure IV-24</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $N_t=4$ , $R = 3/4$ , une modulation BPSK, et $M = 64$ .....	117
<b>Figure IV-25</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $N = 4$ , $R = 3/4$ , une modulation 64-QAM, et $M = 64$ .....	118
<b>Figure IV-26</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $N_t=N_r$ , $R = 3/4$ , une modulation BPSK, et $M = 64$ .....	118
<b>Figure IV-27</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $N_t=N_r$ , $R = 3/4$ , une modulation 64-QAM, et $M = 64$ ....	119
<b>Figure IV-28</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $N_t = N_r = 4$ , $R = 3/4$ , et $M = 64$ .....	120
<b>Figure IV-29</b> Débit binaire en fonction du RSB pour $N_t = N_r = 4$ , $R = 3/4$ , et $M = 512$ .....	120
<b>Figure IV-30</b> Débit binaire des canaux SISO, SIMO et MIMO, $R = 3/4$ , 64-QAM, et $M = 64$ .....	121

# Liste des tableaux

---

<b>Tableau II.1</b> Paramètres de la modulation IEEE 802.11a .....	46
<b>Tableau II.2</b> Les taux de transmission .....	74
<b>Tableau III.1</b> Modulation QPSK.....	67
<b>Tableau IV.1</b> Modes physiques IEEE 802.11a (Wi-Fi5) .....	95
<b>Tableau IV.2</b> Paramètres des symboles OFDM HIPERLAN2 .....	96
<b>Tableaux IV.3</b> Modèles de canaux Wi-Fi.....	97
<b>Tableaux IV.4</b> Paramètres par défaut du simulateur MIMO-WiFi .....	102

# Acronymes & Abréviations

---

<b>MIMO</b>	Multiple Input Multiple Output.
<b>BLAST</b>	Bell Labs Layered Space-Time.
<b>ZF</b>	Zero Forcing.
<b>MV</b>	Maximum de Vraisemblance.
<b>MISO</b>	Multiple Input Signal Output.
<b>SIMO</b>	Signal Input Multiple Output.
<b>RSB</b>	Rapport Signal sur Bruit.
<b>CSI</b>	Channel State Information.
<b>SISO</b>	Single Input Single Output.
<b>DVP</b>	Décomposition en Valeurs Propres.
<b>EQMM</b>	Erreur Quadratique Moyenne Minimale.
<b>V-BLAST</b>	Vertical-Bell Labs Layered Space-Time.
<b>OSIC</b>	Ordered Successive Interference Cancellation.
<b>TEB</b>	Taux Erreur Binaire.
<b>GSD</b>	Décodage par Sphères Généralisé.
<b>UMTS</b>	Universal Mobile Telecommunications System.
<b>RF</b>	Radio-Fréquences.
<b>AMRC</b>	Accès Multiple par Répartition de Code.
<b>CDMA</b>	Code Division Multiple Access.
<b>MC-CDMA</b>	Multi-Carrier-Code Division Multiple Access.
<b>Wi-Fi</b>	Wireless-Fidelity
<b>MRC</b>	Maximum Ratio Combiner.
<b>BER</b>	Bit Error Ratio.
<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network.
<b>PCMCIA</b>	Personal Computer Memory Card International Association.
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
<b>IEEE</b>	Institute of Electrical and Electronics Engineers.
<b>LAN</b>	Local Area Network.
<b>SOHO</b>	Small Office Home Office.
<b>HR</b>	High Rate.
<b>WECA</b>	Wireless Ethernet Compatibility Alliance.
<b>PME</b>	Petites et Moyennes Entreprises
<b>OSI</b>	Open System Interconnect.
<b>MAC</b>	Media Access Control.
<b>PHY</b>	Physical layer.
<b>TCP/IP</b>	Transmission Control Protocol/Internet Protocol.
<b>AP</b>	Access point.
<b>PCI</b>	Peripheral Component Interconnect.
<b>ISA</b>	Integrated Services Architecture.
<b>ESS</b>	Extended Service Set.
<b>BSS</b>	Basic Service Set.
<b>IBSS</b>	Independent Basic Service Set.
<b>PMD</b>	Physical Medium Dependent.
<b>PLCP</b>	Physical Layer Convergence Protocol.
<b>CCA</b>	Clear Channel Assessment.
<b>DSSS /CCK</b>	Direct Sequence Spread Spectrum/Complementary Code Keying.

<b>FHSS</b>	Frequency Hopping Spread Spectrum.
<b>GFSK</b>	Gaussian Frequency Shift Keying.
<b>ISM</b>	Industrielle, Scientifique et Médicale
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying.
<b>QPSK</b>	Quadrature Phase Shift Keying.
<b>TVHD</b>	TéléVision Haute Définition.
<b>CCK</b>	Complementary Code Keying.
<b>FEC</b>	Forward Correction Error
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation
<b>LLC</b>	Logical Link Control
<b>CSMA/CD</b>	Carrier Sense Multiple Access/Collision Detection.
<b>CSMA/CA</b>	Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance
<b>DCF</b>	Distributed Coordination Function
<b>ACK</b>	ACKnowledgement.
<b>RTS/CTS</b>	Request to Send/Clear to Send.
<b>CRC</b>	Cyclic Redundancy Check.
<b>IETF</b>	Internet Engineering Task Force.
<b>RFC</b>	Request For Comments
<b>DHCP</b>	Dynamic Host Configuration Protocol
<b>CST</b>	Codage Spatio-Temporel.
<b>ULA</b>	Uniform Linear Array.
<b>ML</b>	Maximum Likelihood.
<b>WiMAX</b>	Worldwide Interoperability for Microwave Access.
<b>DSL</b>	Digital Subscriber Line
<b>3G</b>	3 <sup>ème</sup> Génération.
<b>ASK</b>	Amplitude Shift Keying.
<b>FSK</b>	Frequency Shift Keying.
<b>PSK</b>	Phase Shift Keying.
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio.
<b>IFFT</b>	Inverse Fast Fourier Transform.
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform.
<b>IIS</b>	Interférence Inter-Symboles.
<b>LSTC</b>	Layered Space-Time Codes.
<b>SIC</b>	Successive Interference Cancellation.
<b>MMSE</b>	Minimum Mean Square Error.
<b>IDFT</b>	Inverse Discrete Fourier Transform
<b>DFT</b>	Inverse Discrete Fourier Transform
<b>CP</b>	Cyclic Prefix.
<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise.
<b>QoS</b>	Quality of Service.
<b>FCC</b>	Federal Communications Commission.
<b>STIC</b>	Systèmes de Télécommunications et de Information et de Communication.
<b>ENST</b>	Ecole National Supérieur de Télécommunication.
<b>802</b>	Commission IEEE de standardisation des réseaux locaux et métropolitains.
<b>802.11</b>	Groupe de travail IEEE sur les réseaux locaux sans fil.

# Introduction générale

# Introduction générale

Durant les dernières décennies, les applications destinées aux réseaux locaux sans-fils dits WLAN (Wireless Local Area Networks) sont devenues de plus en plus nombreuses, d'où la nécessité d'avoir des débits de transmission plus importants. Cependant, les ingénieurs de conception des systèmes de communication radio sont généralement confrontés à de nombreux challenges. Parmi ceux-ci nous citons la limitation de la bande fréquentielle du canal, les variations complexes de l'environnement de propagation (évanouissements et trajets multiples), etc. Les techniques de diversité et plus particulièrement les techniques de diversité spatiale s'avèrent très efficaces pour réduire l'impact de ces problèmes sur les performances des systèmes. Ces techniques consistent à utiliser des antennes multiples à l'émission et/ou à la réception, permettant ainsi au récepteur de recevoir des copies différentes du même signal émis. Le fait que le signal reçu soit affecté par des canaux multiples que l'on suppose décorrélés, induit un gain de diversité, qui correctement exploité peut permettre d'améliorer les performances du système en termes de qualité de service (QoS : Quality of Service) et de débit de transmission. La mise en œuvre d'antennes multiples à l'émission et à la réception est rendue possible grâce aux progrès des technologies radio récentes: les circuits intégrés sont devenus à prix réduit et occupent un espace de plus en plus réduit aussi (grâce à l'évolution rapide des techniques d'intégration des composants électroniques).

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. Mais, l'utilisation de plus de temps de transmission et/ou de bande fréquentielle induit une réduction de l'efficacité spectrale du système. De plus, il n'est pas toujours possible d'augmenter la bande passante du moment où les bandes des fréquences utilisables sont presque toutes allouées à des services divers par les organismes de standardisation impliqués telles que la Commission Fédérale des Communications (Federal Communications Commission, FCC) aux États- Unis. Cependant, la diversité spatiale ne sacrifie ni les ressources temporelles ni les ressources fréquentielles et permet d'augmenter le débit et la robustesse de la transmission radio.

L'étude des systèmes à antennes multiples désignés en général par systèmes MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) est devenue le centre d'intérêt de nombreux travaux de recherches. Dans la configuration classique des systèmes MIMO, les antennes sont co-localisées sur les deux terminaux, source et destination. Parmi les premiers à s'intéresser à l'étude des systèmes MIMO, Telatar et Foschini ont revitalisé ce domaine de recherche en motivant un plus grand nombre de chercheurs. L'observation principale est que, lorsque le nombre d'antennes émettrices et le nombre d'antennes réceptrices augmentent, la capacité du système augmente. Théoriquement, l'accroissement de la capacité est proportionnel au minimum entre le nombre d'antennes émettrices et le nombre d'antennes réceptrices. Ainsi, si nous augmentons en parallèle le nombre d'antennes émettrices et le nombre d'antennes réceptrices, l'efficacité spectrale du système croît alors linéairement.

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. Dans cette thèse, nous nous plaçons dans le contexte du standard de IEEE 802.11a (WiFi5), ce standards de normalisation des réseaux locaux a été défini au États-Unis, il adopte la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division multiplexing). 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.

Les systèmes MIMO présentent un vaste champ d'étude. Dans cette thèse, notre objectif consiste, dans un premier temps, à trouver un modèle de canaux MIMO plus réaliste afin de mieux évaluer les performances des systèmes MIMO. L'impact de ce raffinement de modèle de canaux sur les performances du système est étudié en termes de capacité des systèmes MIMO utilisant la modulation OFDM afin de profiter de la diversité fréquentielle. Dans cette thèse, nous proposons des schémas de codage visant à remplacer la diversité spatiale par la diversité fréquentielle. Ainsi, un schéma de codage espace-temps-fréquence sera présenté dans le but d'optimiser l'utilisation des antennes multiples dans un système MIMO/OFDM.

## Contexte de thèse

Cette thèse a été effectuée au sein de laboratoire des Systèmes et Technologies de l'Information et de Communication (STIC) à la Faculté des Sciences de l'Ingénieur (FSI), Université de Tlemcen, sous la direction de Monsieur le professeur FEHAM Mohammed, Directeur de laboratoire STIC, et Madame LABIOD Houda, Maître de Conférence à l'Ecole National Supérieure de Télécommunication de Paris- France.

## Bref aperçu et contributions

La thèse élaborée est constituée de quatre chapitres:

Le premier chapitre place les problématiques traitées dans le contexte d'étude tout en présentant un bref état de l'art sur la modélisation des canaux de diversités spatiales et surtout les canaux MIMO, en motivant la recherche de modèles plus réalistes. Toute modélisation nécessite un outil de mesure. Dans cette thèse, nous considérons la capacité (ou le débit) comme mesure de performance des modèles de canaux MIMO. En effet, nous donnons un bref aperçu sur la théorie de l'information avant de rappeler l'expression de la capacité. Ensuite, nous expliquons l'intérêt d'utiliser le système MIMO en donnant des résultats de simulation et nous comparons ses performances par rapport aux autres systèmes SISO, SIMO et MISO, Ainsi, nous abordons la question des algorithmes de réception et nous expliquons l'intérêt d'utiliser ces types d'algorithmes dans un système MIMO, tout en décrivant les principales techniques de réception proposées dans la littérature.

Dans le deuxième chapitre, nous rappelons les paramètres du standard d'IEEE 802.11a, comme étant le contexte des simulations faites dans le cadre de cette thèse. Le choix est tombé sur cette norme, approuvée en 1999 et qui définit une nouvelle technique de modulation opérant dans la bande des 5 GHz plus large en terme de bande passante ; ce qui a permis d'obtenir des débits pouvant atteindre 54 Mbit/s. Ce chapitre débute par un rappel succinct de la technologie des réseaux locaux sans fils (WLAN). Puis, nous décrivons les caractéristiques principales de la couche physique de la norme IEEE 802.11a, accompagnée de certaines informations indissociables concernant la couche de contrôle (couche MAC).

Nous proposons ensuite, dans un troisième chapitre, une nouvelle architecture de système WiFi : il s'agit de l'application de la technologie MIMO à notre standard de référence, en proposant une chaîne de transmission basée sur le code espace-temps, s'appliquant à un émetteur et un récepteur munis de plusieurs antennes et profitant des propriétés de la modulation OFDM. Nous commençons par donner une brève présentation des différentes techniques de codage convolutionnel, d'entrelacement, de la modulation bits à symboles pour différentes constellations ainsi que les codes spatio-temporels appliqués aux systèmes MIMO/OFDM, dans le but d'améliorer les performances du système WiFi en conservant le même principe transmission.

Le quatrième chapitre présente une modélisation plus réaliste des canaux dans les deux contextes SISO et MIMO. Les systèmes considérés utilisent la modulation OFDM. Nous faisons l'hypothèse que le canal est sélectif en fréquence et par conséquent il s'agit d'un canal à trajets multiples. Nous commençons par présenter un modèle du canal pour les systèmes SISO. Puis, nous passons à la modélisation des canaux pour les systèmes MIMO. Cette étude des performances est faite en termes de capacité déterministe et ergodique. La seconde partie de ce chapitre, est consacrée à la simulation d'un système WiFi dans le contexte SISO et MIMO, avant de récapituler les principales caractéristiques de la couche physique 802.11a et l'élaboration d'une extension MIMO au système WI-Fi5. Ensuite, les principaux résultats obtenus dans le cadre de ce travail sont exposés.

# Chapitre I

## Technologie MIMO - Etat de l'art

# Chapitre 1

## Techniques MIMO - Etat de l'art

### Sommaire

---

---

I.1	Introduction .....	5
I.2	Introduction aux systèmes MIMO.....	6
	I.2.1 Intérêt de la transmission sur plusieurs antennes.....	7
	I.2.2 Limite de Shannon.....	8
	I.2.3 Transmission en diversité spatiale à l'émission (MISO).....	8
	I.2.4 Transmission en diversité spatiale à la réception (SIMO).....	9
	I.2.5 Transmission en diversité spatiale en émission et réception (MIMO).....	10
I.3	Modèle de système MIMO.....	11
I.4	Capacité des canaux MIMO.....	13
	I.4.1 Capacité du canal SISO.....	14
	I.4.2 Capacité du canal SIMO.....	15
	I.4.3 Capacité du canal MIMO.....	15
I.5	Algorithmes de réception associés aux systèmes MIMO.....	22
	I.5.1 Critère de forçage à zéro.....	23
	I.5.2 Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM).....	23
	I.5.3 Récepteur à retour de décision V-BLAST.....	24
	I.5.4 Récepteur du maximum de vraisemblance (MV).....	24
	I.5.5 Décodage par sphères.....	25
I.6	Applications envisagées.....	26
I.7	Compatibilité avec les techniques d'accès multiple.....	26
I.8	Exploiter le temps de propagation des signaux.....	27
I.9	Codage spatio-temporel.....	27
I.10	Un puissant algorithme.....	29
I.11	Conclusion.....	29

---

---

## 1

# Techniques MIMO

## Etat de l'art

Ce chapitre aborde les aspects de la théorie de l'information nécessaires à la compréhension des systèmes MIMO. Il débute par une description générale du système MIMO et les différents systèmes de transmission en diversité spatiale. Après avoir rappelé quelques notions de base de la théorie de l'information, la seconde partie étudie la capacité d'un canal MIMO en considérant la configuration de connaissance de l'état du canal à l'émetteur. Exploitant ces résultats, la partie suivante donne quelques résultats de simulation. La dernière partie tire certains enseignements théoriques sur les algorithmes de réception associés aux systèmes MIMO et quelques notions pratiques, tels que l'identification des environnements favorables à l'effet MIMO et le codage spatio-temporel.

### 1.1 Introduction

Les réseaux locaux sans fils présentent certains avantages, comparés aux réseaux locaux filaires ; parmi lesquels nous citons une grande flexibilité de configurabilité, la possibilité d'avoir des transmissions directes entre tous les terminaux ce qui évite les problèmes de congestions ou de saturation des liaisons rencontrés dans les réseaux filaires, et la facilité de connexion de nouveaux terminaux aux réseaux. Cependant, les réseaux locaux sans fils souffrent des problèmes d'atténuations, et d'interférences inter-symboles dus au support de transmission radio. Ainsi, parmi les défis des ingénieurs de conception des réseaux locaux sans fils nous citons : combattre les problèmes dus à la transmission radio, concevoir des solutions d'allocation de puissance et des algorithmes de routage afin d'avoir des transmissions radio plus robustes et à des débits élevés. Ainsi, des techniques de diversité différentes ont vu le jour afin d'atteindre ces objectifs.

## I.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 sont les seules solutions pour augmenter le débit de données, avec tous les problèmes de complexité ou d'encombrement que cela entraîne [1]. Partant du point de vue de la théorie de l'information, deux membres des laboratoires de recherche Bell, Telatar [2] et Foschini [3], 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 [4]. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire indéniable.

Ces découvertes ont fait des systèmes MIMO (figure I-1) 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.

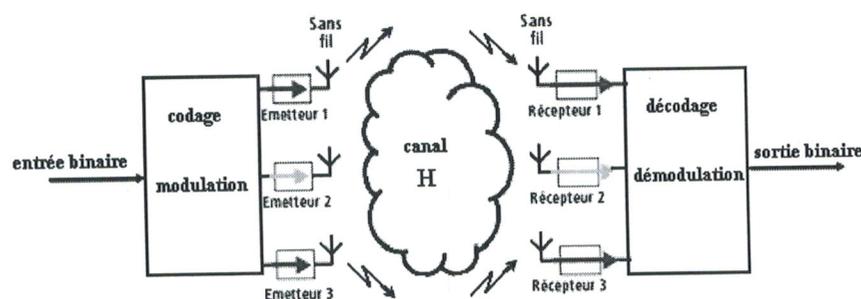


Figure I-1 Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO

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

De nombreuses approches ont également été envisagées pour la séparation des signaux et la réception des symboles en provenance d'un canal MIMO, et une gamme complète d'algorithmes linéaires ou non est disponible. Entre le récepteur basé sur le critère du forçage à zéro (ZF), solution la

plus simple mais aussi la moins performante, et la détection optimale basée sur le maximum de vraisemblance (MV), dont la complexité se révèle parfois prohibitive lorsque le nombre d'antennes est trop élevé. Les différents Algorithmes de réception seront détaillés par la suite.

Les systèmes MIMO constituent de ce fait, un changement important quant à la conception des systèmes de communication. Ce changement est lié à la manière dont on considère le multi-trajet dans les systèmes de communication sans fil est de combattre les distorsions causées par les multi-trajets afin d'approcher la limite théorique de la capacité pour une largeur de la bande déterminée. La nouvelle vision avance que puisque les multi-trajets représentent plusieurs canaux entre l'émetteur et le récepteur, alors l'objectif des communications sans fil est de profiter des multi-trajets pour dépasser la capacité pour une largeur de bande limitée.

### 1.2.1 Intérêt de la transmission sur plusieurs antennes

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

Pour un lien simple, c'est-à-dire une antenne à l'émission et une autre à la réception, la capacité maximale du canal est donnée par :

$$C = W \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad \text{bps} \quad (\text{I-1})$$

où :

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

$N_0$  est la densité spectrale de puissance du bruit calculée en W/Hz,

$W$  est la bande passante donnée en Hz.

Pour rendre la capacité indépendant de la bande passante du canal  $W$ , la notation d'efficacité spectrale  $\eta$  a été définie, qui est le rapport entre la capacité du canal et la bande passante :

$$\eta = \frac{C}{W} = \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{I-2})$$

Physiquement cela se traduit par la quantité d'information que l'on peut envoyer par chaque Hertz de bande passante. Autrement dit, l'efficacité spectrale renseigne sur la limite à laquelle on peut exploiter la bande passante disponible.

### 1.2.2 Limite de Shannon

La limite physique imposée par le canal à la quantité d'information à envoyer nous pousse à trouver une solution pour améliorer le débit, tout en gardant une complexité du matériel raisonnable.

L'équation (I-2) montre que l'augmentation de la puissance du signal émis se traduit par une augmentation logarithmique de l'efficacité spectrale. À titre d'exemple, si on veut gagner 1 bps/Hz, on doit doubler la puissance de l'émetteur. Si on veut passer de 1 bps/Hz à 10 bps/Hz, on doit multiplier la puissance de l'émetteur par 1000, ce qui n'est pas toujours possible.

Certaines techniques ont été utilisées pour améliorer qualitativement ou quantitativement l'information transmise, comme la technique de diversité spatiale en émission (MISO) ou la technique de diversité spatiale en réception (SIMO).

### 1.2.3 Transmission en diversité spatiale à l'émission (MISO)

En mode de transmission en diversité spatiale d'émission, une superposition du signal transmis simultanément par les  $N_t$  antennes émettrices est reçue. Chaque antenne émet le même symbole de densité d'énergie  $E_s/N_t$ , autrement dit, la puissance émise est divisée sur le nombre d'antennes, telle que,  $P = \sum_{i=1}^{N_t} P_i$ , avec  $P_i$  est la puissance émise sur chaque antenne. Si cette puissance est égale sur toutes les antennes, alors on dira que  $P = N_t P_i$ .

C'est une technique qui permet une augmentation logarithmique de la capacité du canal avec le nombre d'antennes  $N_t$  avec la formule suivante [7]:

$$C = W \cdot \log_2 \left( 1 + N_t \frac{P_i}{N_0 W} \right) = W \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (\text{I-3})$$

L'équation (I-3) s'écrit de la même façon que l'équation (I-1), mais l'intérêt de cette technique réside dans le fait que dans les multitrajets, la probabilité d'évanouissement dans  $N_t$  antennes est inférieure à la probabilité d'évanouissement sur une seule antenne.

Autrement dit, avec une seule antenne émettrice, si le canal introduit un fort évanouissement, tout le signal émis sera affecté, alors qu'avec  $N_t$  antennes, même si le canal introduit un fort évanouissement, ce dernier a peu de chances d'affecter tous les trajets émis. La figure suivante montre un tel système (MISO : Multiple Input Signal Output).

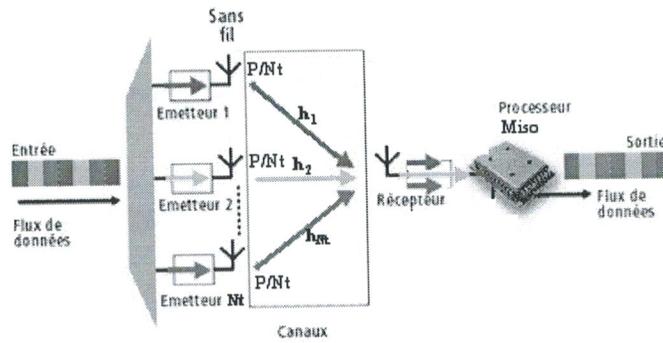


Figure I-2 Structure d'un système MISO

Ce type de système est équivalent à un simple émetteur récepteur avec une réponse impulsionnelle  $h_k$  qui représente une moyenne des canaux [7], avec :

$$h_k = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \sum_{i=1}^{N_t} h_{i1} \quad (\text{I-4})$$

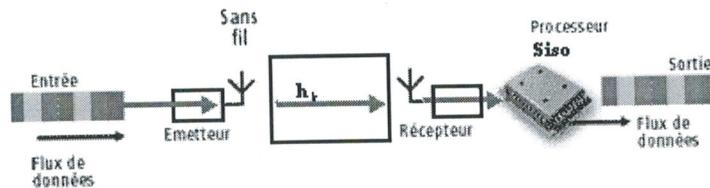


Figure I-3 Structure d'un système MISO équivalent à un simple émetteur récepteur

#### 1.2.4 Transmission en diversité spatiale à la réception (SIMO)

C'est une technique qui consiste à déployer plusieurs antennes en réception pour lutter contre l'évanouissement dû au canal. Le signal reçu est additionné et le rapport signal à bruit résultant est la somme des rapports signaux à bruits de chacune des branches du récepteur [8]. La figure suivante illustre un tel système (SIMO : Signal Input Multiple Output).

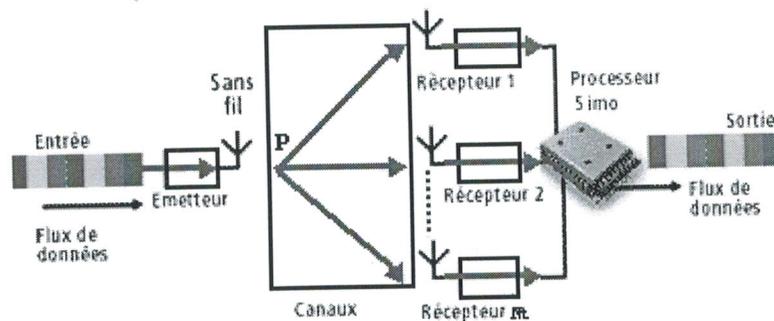


Figure I-4 Structure d'un système SIMO

La diversité de réception est une solution qui améliore la capacité (débit). En effet, dans ce cas de figure, la capacité est :

$$C = W \cdot \log_2 \left( 1 + N_r \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (I-5)$$

La capacité est améliorée, seulement la propagation de celle-ci reste logarithmique avec le nombre d'antennes à la réception.

### 1.2.5 Transmission en diversité spatiale en émission et réception (MIMO)

La technique de la diversité spatiale est un bon moyen pour contrer le phénomène du fading, et ne permet pas d'atteindre de très hauts débits, d'une part parce que la capacité du canal progresse de manière logarithmique avec le nombre d'antennes, et d'autre part, les mêmes symboles sont émis plusieurs fois dans le cas de la diversité d'émission et reçus plusieurs fois dans le cas de la diversité de réception [7].

La technique MIMO (Multiple Input Multiple Output), par contre, utilise des paquets de symboles différents à chaque antenne émettrice, le tout à la même fréquence. La principale différence entre un système MIMO et un système MISO est que ce dernier envoie les mêmes paquets aux antennes qui émettent à la même fréquence (diversité spatiale en émission) pour contrer l'évanouissement produit par le canal. Par ce fait, si les symboles émis d'une antenne s'annulent à cause de l'évanouissement du signal, une autre copie de ces symboles émis d'une antenne différente arriveront sans être influencés par cet évanouissement à des instants plus tard. MIMO peut envoyer des paquets différents aux antennes.

En utilisant la technique MIMO, la capacité (débit) augmentera avec le nombre d'antennes à la réception de façon linéaire (avec quelques approximations), d'où son intérêt [7, 9, 10]. Cette technique est suivie présentement dans beaucoup de travaux, elle a été appliquée pour la première fois par G. Foschini en 1996 sous l'appellation BLAST. La technique MIMO est montrée dans la figure I-5.

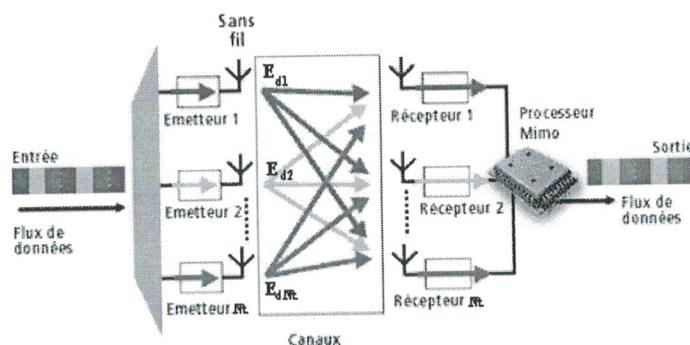


Figure I-5 Structure d'un système MIMO

La technologie MIMO lutte aussi contre l'évanouissement du canal, en effet, les signaux émis sont indépendants et identiquement distribués (iid) [10, 2, 3]. Par conséquent, si un signal arrive fortement atténué et évanoui dans un chemin de propagation, la probabilité qu'il le soit dans tous les chemins est minime, car les signaux sont décorrélés.

Seulement, cette approche est complexe, elle exige des techniques de traitement des signaux rigoureuses et adéquates pour réduire la plage d'évanouissements tout en gardant la complexité du système acceptable.

### 1.3 Modèle de système MIMO

L'idée de base des systèmes MIMO est très simple puisqu'il s'agit d'associer la diversité spatiale à l'émission à la diversité spatiale à la réception. Il s'agit en quelque sorte d'une extension des "antennes intelligentes" [1]. Utilisé dans les systèmes sans fil traditionnels, ce concept regroupe les techniques de traitement du signal qui exploitent la multiplicité d'antennes d'un seul côté de la liaison (souvent d'ailleurs au niveau de la station de base pour des raisons évidentes d'encombrement spatial). La multiplicité autorise une communication plus sûre et permet d'éviter les désagréments inhérents aux conditions de propagation, tels les trajets multiples et les évanouissements. Si les antennes sont multiples à l'émission, on parle de liaison MISO (Multiple input Single Output), et dans le cas inverse de liaison SIMO (Single Input Multiple Output) [7, 9]. La formation de faisceaux est une application particulière de ce type de système qui consiste à augmenter le RSB en regroupant l'énergie dans des directions privilégiées, évitant ainsi les évanouissements trop profonds et les interférences [1].

Par ailleurs, lorsqu'on utilise plusieurs antennes à l'émission ou à la réception, la probabilité de perdre toute l'information diminue exponentiellement avec le nombre d'antennes décorrélées [11]. C'est le phénomène de diversité spatiale et l'ordre de diversité est défini par le nombre de branches décorrélées.

Les avantages des systèmes MIMO vont cependant bien au-delà de ceux des antennes intelligentes. Le fait de placer des antennes des deux côtés de la liaison crée une matrice de canal et donne la possibilité de transmettre de l'information par plusieurs modes spatiaux de cette matrice sur le même créneau spatio-temporel et sans puissance supplémentaire. Si cela peut paraître simple intuitivement, il aura tout de même fallu attendre les travaux rigoureux de démonstration de Foschini [3] et Telatar [2] pour que des systèmes pratiques de ce type soient mis en oeuvre.

Considérons un système MIMO avec  $N_r$  récepteurs et  $N_t$  émetteurs. On suppose que la bande de fréquence utilisée pour la transmission est assez étroite pour que le canal soit non sélectif en

fréquence. Chaque trajet entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice peut alors être caractérisé par un gain complexe  $h_{ij}$  représentant le coefficient d'évanouissement entre le  $i^{\text{ème}}$  émetteur et le  $j^{\text{ème}}$  récepteur (figure I-6). A la réception, chaque antenne reçoit la somme des symboles  $s_i$  transmis simultanément par chacune des  $N_i$  antennes émettrices. Le signal  $y_j$  reçu par la  $j^{\text{ème}}$  antenne peut par conséquent s'écrire de manière discrète [8]:

$$y_j = \sum_{i=1}^{N_i} h_{ji} s_i + n_j \quad (\text{I-6})$$

La où  $n_j$  est un échantillon de bruit gaussien complexe circulairement symétrique avec une variance  $N_o$ ,  $s_i$  est le signal transmis prélevé, et  $h_{ji}$  est le gain complexe normal de chemin de l'antenne de transmission  $i$  à l'antenne de réception  $j$ . Il contient tous les effets linéaires sur le signal, tel que la perte de puissance de propagation et le déphasage, l'effacement dû aux trajets multiples, l'interférence, l'accouplement d'antenne, et les polarisations [8]. Nous avons en outre supposé que le taux de symbole est assez bas tels que la sélectivité de fréquence provoquée par des différences de temps d'arrivée entre les diverses reproductions par trajets multiples du signal reçu n'est pas une issue qui se manifeste sensiblement. Ceci implique des taux de symbole environ de 1 MBd ou de moins pour la transmission d'intérieur (indoor), et environ de 50 kBd ou de moins pour les situations extérieures (outdoor).

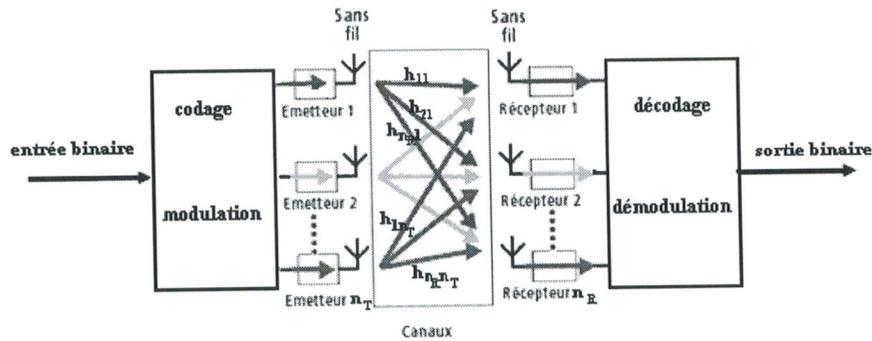


Figure I-6 Représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrices

Si l'on considère à présent l'ensemble des symboles reçus simultanément par les antennes, le système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante:

$$y = Hs + n \quad (\text{I-7})$$

où  $H$  est la matrice de canal de taille  $N_r \times N_t$  définie par l'ensemble des trajets:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

$$\begin{aligned}
 h_{ij} &= \alpha + j\beta \\
 \text{Où} \quad &= \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \cdot e^{-j \arctan \frac{\beta}{\alpha}} \\
 &= |h_{ij}| \cdot e^{j\phi_{ij}}
 \end{aligned} \tag{I-9}$$

$s$  est le vecteur émis de taille  $N_t \times 1$  et  $n$  est le vecteur de bruit de taille  $N_r \times 1$ .

Dans la suite de cette thèse, on suppose que les symboles sont indépendants et identiquement distribués et que le bruit et ces mêmes symboles sont parfaitement décorrélés. Si on note de plus  $R_n$  la matrice de corrélation du bruit, on peut écrire:

$$\varepsilon\{ss^*\} = I_{N_t} \quad \varepsilon\{nn^*\} = R_n \quad \varepsilon\{sn^*\} = 0 \tag{I-10}$$

Dans la plupart de nos études, on suppose que le canal est sans mémoire, *i.e.*, pour chaque bloc de symboles émis la matrice  $H$  est tirée indépendamment et aléatoirement selon la loi qui s'adapte le mieux au type de transmission envisagé. Cela veut dire que la capacité du système peut être calculée comme le maximum d'information mutuelle [10, 3, 2], (section I.4.3).

La majorité des systèmes suppose par ailleurs une parfaite connaissance du canal (CSI) à la réception, tandis que la connaissance du canal à l'émission n'est envisagée que dans certaines architectures et sous certaines conditions. En pratique, le canal est estimé par le récepteur à chaque paquet transmis grâce à une séquence d'apprentissage. Dans un contexte de communication purement aveugle, une stratégie peut consister à recourir à l'égalisation aveugle, dont un état de l'art est proposé dans [12]. D'un autre côté, les limites fondamentales des systèmes MIMO en terme de capacité sont approchées si les signaux transmis par les différentes antennes sont orthogonaux et si la répartition de l'énergie sur ces dernières est uniforme [10, 1]. De ces études sont nées différentes architectures spatio-temporelles unitaires ou différentielles [13]. Nous allons aborder d'une manière générale ces techniques de codage spatio-temporel dans le paragraphe suivant (I.9).

#### I.4 Capacité des canaux MIMO

La capacité des systèmes MIMO est un sujet d'actualité dans la littérature, dont nous ne présentons ici que le minimum pour montrer l'intérêt des transmissions MIMO. Afin de pouvoir comparer les différentes capacités que nous allons voir, la puissance totale moyenne émise  $P$  reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, alors la puissance est répartie entre les  $N_t$  antennes de façon à ce que leur somme reste égale à  $P$ . Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de la puissance uniforme est optimale en terme de capacité (chaque antenne émet une puissance  $P_t = P/N_t$ ) [10, 7, 9].

Pour les formules de capacité les notations suivantes sont utilisées :

- La puissance du bruit est identique sur chaque antenne réceptrice et est notée  $\sigma_r^2$ .
- $p_t$  est défini comme la puissance moyenne qui serait reçue sur chaque antenne si un seul émetteur utilisait toute l'énergie  $E_s$  (donc un canal SIMO).
- Le rapport signal sur bruit moyen (RSB) sur chaque antenne de réception est  $\rho = p_t / \sigma_r^2$ , et est indépendant de  $N_t$ .

#### 1.4.1 Capacité du canal SISO

La capacité (moyenne) ergodique d'un canal aléatoire avec  $N_t=N_r=1$  antenne et une contrainte de puissance moyenne transmetteur  $P_t$  peut être exprimée comme [10] :

$$C = \mathcal{E} \left\{ \max_{\rho(x): P \leq P_t} I(x, y) \right\}, \quad (\text{I-11})$$

là où  $P$  est la puissance moyenne d'un mot de code de canal simple transmis sur le canal et  $\mathcal{E}\{\cdot\}$  dénote l'espérance sur toutes les réalisations de canal. Comparé à la définition en (2), la capacité du canal est maintenant définie comme le maximum d'information réciproque entre l'entrée et la sortie sur toutes les distributions statistiques sur l'entrée qui satisfont la contrainte de puissance. Si chaque symbole de canal à l'émetteur est dénoté par  $s$ , la contrainte moyenne de puissance peut être exprimée par [2] :

$$P = \mathcal{E} \left\{ |s|^2 \right\} \leq P_t \quad (\text{I-12})$$

Utilisant (I-11), la capacité (moyenne) ergodique d'un système SISO ( $N_t=N_r=1$ ) avec un gain complexe aléatoire  $h_{ij}$  de canal est donné par [4, 10] :

$$C = \mathcal{E} \left\{ \log_2 \left( 1 + \rho |h_{11}|^2 \right) \right\} \quad (\text{I-13})$$

là où  $\rho$  est le rapport signal sur bruit (RSB) moyen à la branche de récepteur. Elle augmente lentement, en fonction du logarithme de  $1 + \rho |h_{11}|^2$ . Lorsque le RSB est élevé, un gain de 3 dB sur  $\rho$  ne fournira une augmentation de capacité que d'un bit par seconde par hertz (bps/Hz).

Si  $|h_{ij}|$  est Rayleigh,  $|h_{ij}|^2$  suit une distribution chi-carré avec deux degrés de liberté [10].

L'Equation (I-13) peut alors être écrit comme suit :

$$C = \mathcal{E} \left\{ \log_2 \left( 1 + \rho \cdot \chi_2^2 \right) \right\} \quad (\text{I-14})$$

là où  $\chi_2^2$  est une variable aléatoire distribuée chi-carré avec deux degrés de liberté.

### 1.4.2 Capacité du canal SIMO

Un canal SIMO (Single Input, Multiple Output), est un système multi-antennes conventionnel réalisant, par exemple, de la formation de voie conventionnelle en réception. Sa capacité est donnée par :

$$C = \log_2 \left( 1 + \rho_r N_r^2 |h_{1j}|^2 \right) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{I-15})$$

Sa capacité augmente en fonction du logarithme de  $1 + \rho_r N_r^2 |h_{1j}|^2$ , soit un peu moins lentement 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.

### 1.4.3 Capacité du canal MIMO

La capacité d'un canal aléatoire de MIMO avec la contrainte de puissance  $P_t$  peut être exprimée par l'expression suivant :

$$C = \mathcal{E} \left\{ \max_{p(x): \text{trace}(\Phi) \leq P_t} I(s, y) \right\}, \quad (\text{I-16})$$

là où  $\Phi = \mathcal{E} \{ s s^* \}$  est la matrice de covariance du vecteur de signal transmis  $s$ . La puissance totale transmise est limitée à  $P_t$ , indépendamment du nombre des antennes de transmission. En utilisant (I-6) et le rapport entre l'information et l'entropie mutuelles, (I-16) peut être exprimée comme suit pour une matrice de canal  $H$  donnée

$$\begin{aligned} I(x, y) &= h(y) - h(y|x) \\ &= h(y) - h(Hx + n|x) \\ &= h(y) - h(n|x) \\ &= h(y) - h(n) \end{aligned} \quad (\text{I-17})$$

là où  $h(\cdot)$  dénote dans ce cas-ci l'entropie différentielle d'une variable aléatoire continue. On le suppose que le vecteur  $x$  de transmission et le vecteur  $n$  de bruit sont indépendants.

L'équation (I-17) est maximisée quand  $y$  est gaussien, puisque la distribution normale maximise l'entropie pour une variance donnée [2]. L'entropie différentielle d'un vecteur gaussien réel  $y \in R^n$  avec la matrice de covariance de moyenne zéro  $K$  est égal à  $\frac{1}{2} \log_2 ((2\pi e)^n \det k)$  [4]. Pour un vecteur gaussien complexe  $y \in C^n$ , l'entropie différentielle est inférieure ou égal à  $\log_2 (\pi e K)$  [10].

$$H(y) \leq \log_2 [\det(\pi eK)] \quad (\text{I-18})$$

avec l'égalité si et seulement si  $y$  est un gaussien complexe circulairement symétrique [3, 10], avec  $\varepsilon\{yy^*\} = K$ . En assumant la distribution gaussienne optimale pour le vecteur de transmission  $s$ , la matrice de covariance du vecteur complexe reçu  $y$  est donnée par :

$$\begin{aligned} \varepsilon\{yy^*\} &= \varepsilon\{(Hs + n)(Hs + n)^*\} \\ &= \varepsilon\{Hss^*H^*\} + \varepsilon\{nn^*\} \\ &= H\Phi H^* + K^n \\ &= K^d + K^n \end{aligned} \quad (\text{I-19})$$

L'indice supérieur  $d$  et  $n$  dénote respectivement la partie désirée et la partie de bruit de (I-19). L'information réciproque maximum d'un canal aléatoire de MIMO  $I(s,y)$ . Cette information mutuelle est maximisée lorsque  $y$  suit une distribution gaussienne optimale on obtient alors:

$$\begin{aligned} I(x,y) &= h(y) - h(n) \\ &= \log_2 [\det(\pi e(K^d + K^n))] - \log_2 [\det(\pi eK^n)] \\ &= \log_2 [\det(K^d + K^n)] - \log_2 [\det(K^n)] \\ &= \log_2 \left[ \det \left( (K^d + K^n) (K^n)^{-1} \right) \right] \\ &= \log_2 \left[ \det \left( K^d (K^n)^{-1} + I_{N_r} \right) \right] \\ &= \log_2 \left[ \det \left( H\Phi H^* (K^n)^{-1} + I_{N_r} \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{I-20})$$

Quand l'émetteur n'a aucune connaissance de l'état du canal, il est optimal d'utiliser une distribution d'énergie uniforme [1]. La matrice de covariance de transmission est alors donnée par :

$$\Phi = \frac{P_t}{N_t} I_{N_t} \quad (\text{I-21})$$

C'est également commun à supposer que le bruit non-corrélatif dans chaque branche de récepteur décrite par la matrice de covariance  $K^n = \sigma^2 I_{N_r}$ .

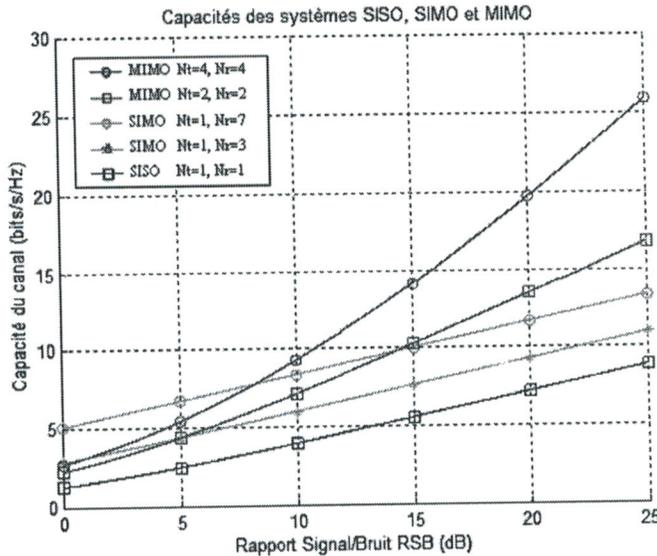
La capacité (moyenne) ergodique pour un canal MIMO complexe peut alors être exprimée comme suit :

$$C = \varepsilon_H \left\{ \log_2 \left[ \det \left( I_{N_r} + \frac{P_t}{\sigma^2 N_t} HH^* \right) \right] \right\} \quad (\text{I-22})$$

Ceci peut également être écrit comme suit :

$$C = \varepsilon_H \left\{ \log_2 \left[ \det \left( I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} HH^* \right) \right] \right\} \quad \text{bps/Hz} \quad (I-23)$$

là où  $\rho = P_t / \sigma_n^2$  est le rapport signal sur bruit (RSB) moyen à chaque branche de récepteur.



**Figure I-7** Capacités de systèmes SIMO et MIMO par rapport au canal SISO. Le multiplexage spatial permet d'augmenter beaucoup plus rapidement la capacité.

La capacité augmente donc beaucoup plus vite que dans les cas SISO et SIMO. La figure I-7 représente l'espérance de la capacité en fonction du RSB pour plusieurs valeurs de  $N_t$  et  $N_r$ . Un programme, effectué suivant la loi définie précédemment, est été utilisé pour tracer ces courbes.

- Dans le cas SISO ( $N_t = 1$  et  $N_r = 1$ ) la capacité varie de 1.15 à 8,5 bps/Hz environ. Elle reste faible et croît lentement avec le RSB, ce qui illustre bien les limitations des transmissions SISO. Malgré les techniques actuelles, qui permettent de tirer le maximum d'un canal SISO, sa capacité est une borne qui ne peut être dépassée et un système multi-antennes, même sous-exploité, obtiendra de meilleures performances.
- Les deux exemples SIMO ( $N_t = 1$  et  $N_r = 3$  et  $N_r = 7$ ) montrent les bornes supérieures des traitements sans multiplexage spatial. Le passage à trois antennes en réception permet de gagner 3 bps/Hz par rapport au SISO, ce qui n'est pas très important, en particulier à fort RSB. Avec  $N_r = 7$  le gain est d'environ 2.2 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, à fort RSB notamment.
- Les deux exemples MIMO ont le même nombre total d'antennes que les systèmes SIMO, de façon à faciliter les comparaisons ( $(N_t + N_r = 4$  et  $8$ ). Pour un RSB de 0 dB, le système MIMO avec ( $N_t = 2$  et  $N_r = 2$ ) a une capacité presque équivalente à celle du système SIMO avec quatre antennes. La capacité MIMO augmente ensuite beaucoup plus rapidement, pour finir avec un

gain de plus de 50 % à 25 dB de RSB. Exactement les mêmes commentaires peuvent être faits sur les systèmes MIMO et SIMO à huit antennes. Nous pouvons aussi vérifier que la capacité du système MIMO à huit antennes est presque 3/2 fois de celle du système à quatre antennes.

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

Le prix à payer pour cette augmentation de la capacité est tout d'abord matériel, avec la multiplication des antennes et de leur électronique associée, mais aussi logiciel, avec des récepteurs nettement plus complexes et demandant plus de puissance de calcul.

Par la loi de grands nombres, le terme  $1/N_t HH^* \rightarrow I_{N_r}$ , comme  $N_t$  devient grand et  $N_r$  est fixe. Ainsi la capacité dans la limite du grand  $N_t$  est [10, 11, 12]:

$$C = \varepsilon \{N_r \log(1 + \rho)\} \quad (\text{I-24})$$

Pour pousser plus avant l'analyse de la capacité de canal MIMO donnée en (I-23) est possible, on peut exprimer encore plus simplement la capacité des systèmes multi-antennes par la diagonalisation de produit de la matrice  $HH^*$  par l'un ou l'autre, la décomposition de valeur propre ou la décomposition de valeur singulière [1, 10]. En réalisant la décomposition de valeur propre (DVP), le produit de matrice est écrit comme suit :

$$HH^* = E\Lambda E^* \quad (\text{I-25})$$

là où  $E$  est la matrice de vecteur propre avec les colonnes orthonormales et  $\Lambda$  est une matrice diagonale avec les valeurs propres sur la diagonale principale. En utilisant cette notation, (I-23) peut être écrit comme suit :

$$C = \varepsilon \left\{ \log_2 \left[ \det \left( I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} E\Lambda E^* \right) \right] \right\} \quad (\text{I-26})$$

Le produit de matrice  $HH^*$  peut également être décrit en utilisant la décomposition singulière de valeur sur la matrice  $H$  de canal écrite par [11] :

$$H = U\Sigma V^* \quad (\text{I-27})$$

là où  $U$  et  $V$  sont les matrices unitaires des vecteurs singuliers gauches et droits respectivement, et  $\Sigma$  est une matrice diagonale avec des valeurs singulières sur la diagonale principale. Tous les éléments

sur la diagonale sont zéro excepté les  $k$  premiers éléments. Le nombre des valeurs singulières différent de zéro  $k$  égale le grade (rang) de la matrice de canal. En utilisant (I-27) dans (I-23), la capacité de canal MIMO peut être écrite comme suit :

$$C = \varepsilon \left\{ \log_2 \left[ \det \left( I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} U \Sigma \Sigma^* U^* \right) \right] \right\} \quad (\text{I-28})$$

Après diagonalisation de la produit de matrice  $HH^*$ , les formules de capacité du canal MIMO inclut maintenant les matrices unitaires et diagonales seulement. Il est alors plus facile de voir que toute la capacité d'un canal MIMO se compose par la somme de sous-canaux parallèles SISO [7]. Le nombre de sous-canaux parallèles est déterminé par le grade de la matrice de canal. En général, le grade de la matrice de canal est donné par :

$$\text{rank}(H) = k \leq \min\{N_t, N_r\} \quad (\text{I-29})$$

Utilisant (I-29) en même temps avec le fait que le déterminant d'une matrice unitaire est égale à 1, (I-26) et (I-28) peut être exprimé respectivement comme suit :

$$\begin{aligned} C &= \varepsilon \left\{ \sum_{i=1}^k \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N_t} \lambda_i \right) \right\} \\ &= \varepsilon \left\{ \sum_{i=1}^k \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N_t} \sigma_i^2 \right) \right\} \end{aligned} \quad (\text{I-30})$$

Dans (I-30),  $\lambda_i$  sont les valeurs propres de la matrice diagonale  $\Lambda$ , et  $\sigma_i^2$  sont les valeurs singulières carrées de la matrice diagonale  $\Sigma$ . La capacité maximum d'un canal MIMO est atteinte dans la situation peu réaliste quand chacun des signaux transmis par  $N_t$  est reçu par le même ensemble d'antennes  $N_r$  sans interférence. Elle peut également être décrite comme si chaque signal transmis où reçu par un ensemble séparé des antennes de réception, donnant un nombre total  $N_t \times N_r$  antennes de réception. Avec la combinaison optimale au récepteur et recevoir la diversité seulement ( $N_t = 1$ ), la capacité de canal peut être exprimé comme suit [10] :

$$C = \varepsilon \left\{ \log_2 \left( 1 + \rho \cdot \chi_{2N_t}^2 \right) \right\} \quad (\text{I-31})$$

là où  $\chi_{2N_t}^2$  est une variable aléatoire chi-distribuée avec  $2N_t$  degrés de liberté. S'il y a  $N_t$  antennes de transmission et la combinaison optimale entre  $N_r$  antennes au récepteur, la capacité peut être écrite par [10]:

$$C = \varepsilon \left\{ N_t \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N_t} \cdot \chi_{2N_t}^2 \right) \right\} \quad (\text{I-32})$$

L'équation (I-32) représente la limite supérieure d'un canal MIMO d'évanouissement de Rayleigh. Sur la figure I-8, la capacité de Shannon d'un canal SISO est comparée à la limite supérieure de (I-32) à  $N_t=N_r=4$ . Quoique cette limite sur le canal MIMO représente un cas spécial, la figure I-8 montre clairement le potentiel de la technologie MIMO.

Quand le canal est connu à l'émetteur, la capacité maximum d'un canal MIMO peut être réalisée en employant le principe *water-filling* [2, 4] sur la matrice de covariance de transmission. La capacité est alors donnée par :

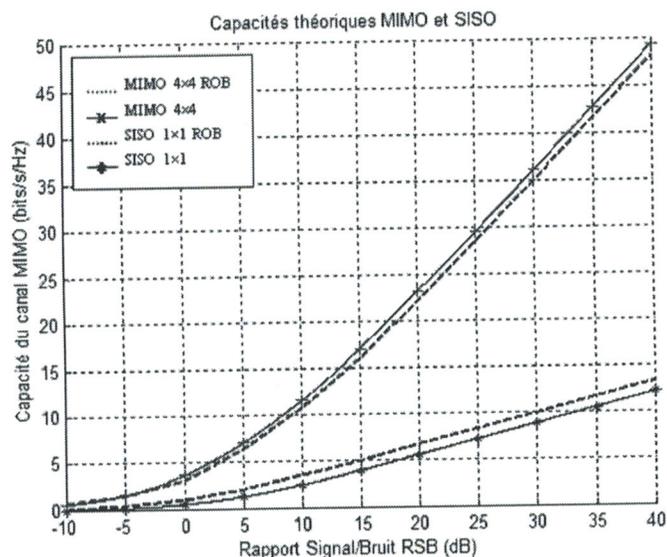
$$C = \mathcal{E} \left\{ \sum_{i=1}^k \log_2 \left( 1 + \epsilon_i \frac{\rho}{N_t} \lambda_i \right) \right\} \quad (I-33)$$

$$= \mathcal{E} \left\{ \sum_{i=1}^k \log_2 \left( 1 + \epsilon_i \frac{\rho}{N_t} \sigma_i^2 \right) \right\}$$

là où  $\epsilon_i$  est un scalaire, représentant la partie de la puissance disponible transmise au  $i^{\text{ème}}$  sous-canal. La contrainte de puissance à l'émetteur peut être exprimée par  $\sum_{i=1}^{N_t} \epsilon_i \leq N_t$ .

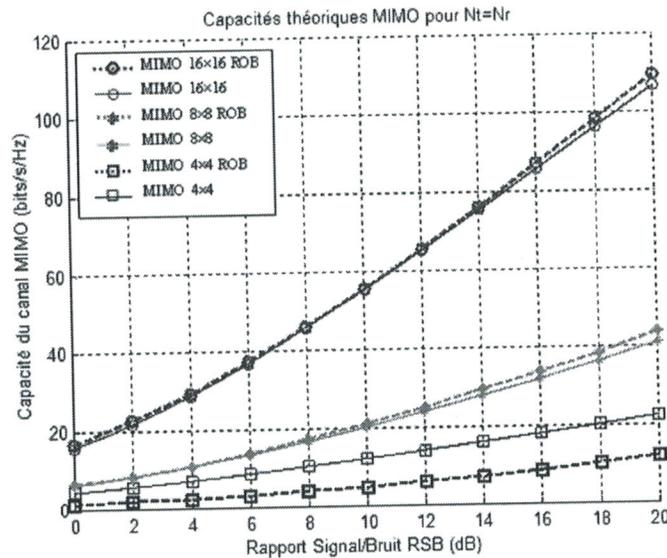
Clairement, avec un nombre réduit de valeurs singulières différentes de zéro en (I-30) et (I-33), la capacité du canal MIMO sera réduite en raison d'une matrice de canal de faible rang (grade). C'est la situation quand les signaux arrivant aux récepteurs sont corrélés. Quoiqu'un grade élevé de canal soit nécessaire pour obtenir l'efficacité spectrale élevée sur un canal MIMO, la basse corrélation n'est pas une garantie de la capacité élevée [7].

Dans [8], l'existence des canaux de trou d'épingle (*pin-hole*) est démontrée. De tels canaux montrent une basse corrélation d'évanouissement entre les antennes au récepteur et au côté d'émetteur, mais les canaux ont toujours des pauvres rangent des propriétés et par conséquent une capacité basse.

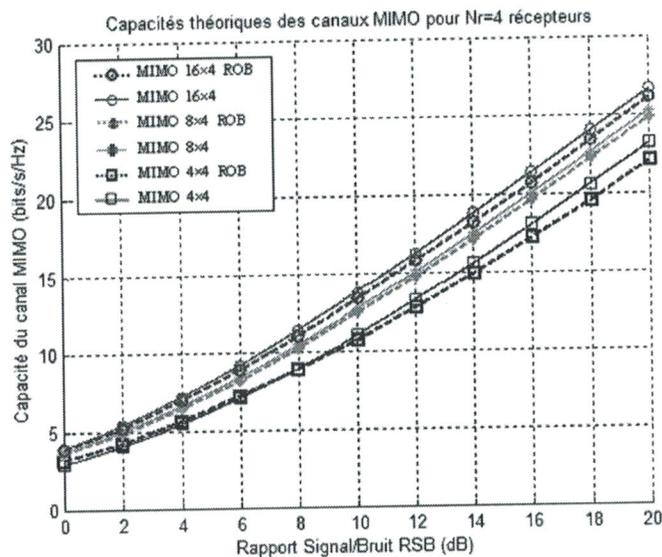


**Figure I-8 :** La capacité de Shannon d'un canal SISO (ligne pointillée) comparée à la capacité ergodique d'un canal MIMO d'évanouissement de Rayleigh (en trait plein) à  $N_t=N_r=4$ .

Afin de prouver l'efficacité du concept multi-antennaire, la figure I-8 représente la capacité d'un canal MIMO à évanouissements de Rayleigh comparée à la capacité de Shannon d'un canal SISO. La figure I-9 montre plus précisément que la capacité des systèmes MIMO croît linéairement avec le nombre d'antennes émettrices et réceptrices, si celui-ci est égal.



**Figure I-9** Capacités des systèmes MIMO dans un canal de Rayleigh pour un nombre d'antennes émettrices et réceptrices égal ( $N_t=N_r$ ), en fonction du RSB



**Figure I-10** Capacités des systèmes MIMO dans un canal de Rayleigh en fonction du nombre d'antennes émettrices pour 4 récepteurs ( $N_r=4$ )

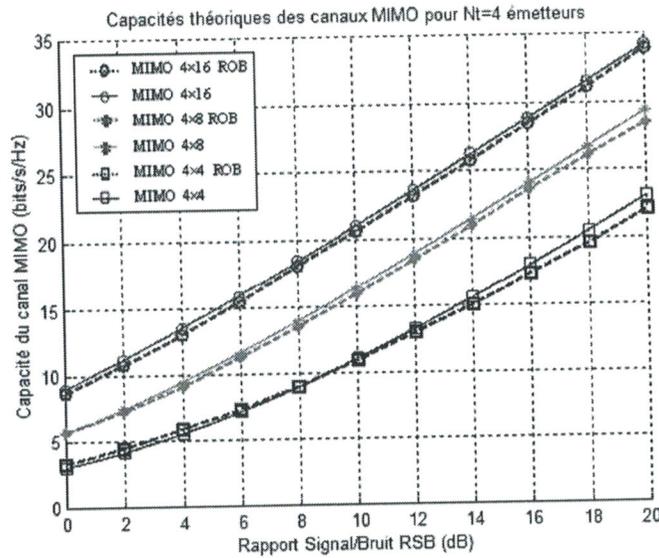
**N.B :** Tous nos résultats sont comparés à seules de ROB<sup>1</sup> pour bien juger notre travail effectué.

Si on considère un nombre constant de récepteurs  $N_r$ , lorsque le nombre d'émetteurs  $N_t$  devient grand ( $(1/N_t)HH^* \rightarrow I_{N_t}$ ), la capacité est alors indépendante de  $N_t$  :

<sup>1</sup> ROB : Résultats de Olivier Berder [1].

$$C = N_r \cdot \log(1 + \rho) \quad (I-34)$$

Il devient donc, comme le montre la figure I-10, parfaitement inutile d'augmenter le nombre d'antennes, puisque la capacité du système sature. Certains systèmes, tel le BLAST original [5, 13], supposent d'ailleurs que le nombre d'antennes en réception est toujours au moins aussi grand que le nombre d'antennes à l'émission.



**Figure I-11** Capacité théorique des systèmes MIMO dans un canal de Rayleigh en fonction du nombre de récepteurs pour un nombre d'antennes émettrices donné ( $N_t = 4$ )

En revanche, pour un nombre d'antennes émettrices donné, la capacité des systèmes augmente théoriquement indéfiniment avec le nombre de récepteurs (figure I-11). Ceci suppose cependant des conditions idéales, c'est-à-dire une parfaite décorrélacion entre les signaux sur les récepteurs pour avoir des points de vue indépendants sur le canal, ce qui est impossible en pratique pour des raisons d'encombrement et de conditions de propagation souvent imprévisibles.

## I.5 Algorithmes de réception associés aux systèmes MIMO

Il existe de nombreux algorithmes de réception envisageables pour récupérer les symboles lors d'une transmission multi-antennes. Les moins complexes sont les récepteurs linéaires basés sur le critère de forçage à zéro (ZF) ou la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM). L'algorithme de réception proposé pour le système V-BLAST original dans [13] essaie d'éliminer successivement les interférences dues aux émetteurs autres que celui dont on estime les symboles. Le détecteur optimal est basé sur le maximum de vraisemblance et se sert donc de toute l'observation dont il dispose pour récupérer l'information. Il existe enfin bon nombre d'algorithmes sous-optimaux basés sur le MV ou sur la distance euclidienne minimale.

### 1.5.1 Critère de forçage à zéro

Le récepteur linéaire le plus simple est le récepteur basé sur le critère de forçage à zéro (ZF pour Zero Forcing) qui inverse tout simplement la matrice de canal. Supposant que  $H$  est inversible, le vecteur de symboles estimés de taille  $N_t \times 1$  est alors donné par la relation:

$$\hat{s} = H^{-1} y \quad (\text{I-35})$$

Le récepteur ZF sépare ainsi parfaitement les symboles  $(s_i)_{i=1..N_t}$  transmis dans le même canal. Lorsque  $H$  est mal conditionnée, le récepteur ZF donne des résultats corrects pour des RSB élevés, mais pour de faibles RSB le bruit perturbe fortement les performances. En pratique, si  $H$  n'est pas carrée (*i.e.* si  $N_t \neq N_r$ ) le récepteur multiplie  $y$  à gauche par la pseudo-inverse  $H^*$  de la matrice de canal pour récupérer tous les symboles. Dans ce cas, le vecteur estimé s'écrit:

$$\hat{s} = H^* y = (H^* H)^{-1} H^* y \quad (\text{I-36})$$

Si un codeur est employé, on peut employer la redondance temporelle et spatiale pour retrouver les données.

### 1.5.2 Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM)

La contrepartie de la parfaite séparation des signaux est l'augmentation du bruit. Le récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM) constitue une excellente alternative. Cet autre récepteur linéaire minimise l'erreur globale due au bruit et à l'interférence mutuelle des signaux transitant par le même canal. L'erreur quadratique moyenne est donnée par:

$$\epsilon = \mathcal{E} \left\{ (s - \hat{s})^* (s - \hat{s}) \right\} \quad (\text{I-37})$$

Dans ce cas, on estime  $s$  grâce à la relation:

$$\hat{s} = \frac{\rho}{N_t} H^* \left( \sigma_n^2 I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} H H^* \right)^{-1} y \quad (\text{I-38})$$

dans laquelle on suppose que  $\mathcal{E} \{ s s^* \} = \rho / N_t I_{N_t}$  et  $\mathcal{E} \{ n n^* \} = \sigma_n^2 I_{N_r}$ . Le récepteur EQMM est moins sensible au bruit mais il sépare moins bien les signaux. Dans le cas d'un RSB élevé ( $\sigma_n^2 \approx 0$ ) le récepteur EQMM converge vers le récepteur ZF.

### 1.5.3 Récepteur à retour de décision V-BLAST

Le principe de l'algorithme du récepteur V-BLAST a été présenté dans [13]. Il s'agit d'un égaliseur à retour de décision adapté à la structure des systèmes MIMO. L'égaliseur peut utiliser soit le critère du forçage à zéro, soit le critère du EQMM. Son principe est le suivant : le symbole de l'émetteur le plus favorisé (possédant le meilleur RSB suivant le critère considéré) est démodulé en premier. Sa contribution au vecteur reçu  $y$  est ensuite annulée, ce qui augmente le RSB sur les autres émetteurs (à chaque bonne décision). Cette étape est répétée jusqu'au dernier émetteur, le moins favorisé. Ce récepteur est aussi noté dans la littérature OSIC (Ordered Successive Interference Cancellation). Les six étapes de la réception d'un vecteur sont les suivantes :

1. Choix de l'antenne  $i$  correspondant au meilleur RSB.
2. Le symbole  $s_i$  de l'émetteur  $i$  choisi est démodulé, sa valeur est stockée pour la suite. Le RSB de l'émetteur  $i$  étant le plus élevé, la probabilité d'erreur de  $s_i$  est la plus faible, d'où le choix de le démoduler en premier.
3. En multipliant la  $i^{\text{ème}}$  colonne de  $H$  avec  $s_i$ , on obtient la contribution de  $s_i$  sur chaque composante du vecteur reçu  $y$ .
4. Cette contribution est soustraite du vecteur  $y$ , afin d'obtenir ce qui aurait été reçu en l'absence du symbole  $s_i$ . Cette opération améliore le RSB des autres symboles, à condition que la bonne valeur de  $s_i$  ait été choisie [5, 13].
5. La  $i^{\text{ème}}$  colonne de la matrice  $H$  est forcée à zéro, formant la matrice de canal entre toutes les antennes sauf le  $i^{\text{ème}}$  émetteur. Cette matrice devient la nouvelle matrice de canal pour l'itération suivante, le  $i^{\text{ème}}$  symbole ayant déjà été démodulé.
6. Les étapes 1 à 5 sont répétées  $N_i$  fois, jusqu'à ce que tous les symboles soient démodulés.

Cet algorithme améliore nettement les performances du récepteur, sans trop augmenter sa charge de calcul. Comme pour tous les égaliseurs à retour de décision, son principal inconvénient est la propagation des erreurs. Une fois qu'une mauvaise décision a été prise sur la valeur d'un symbole, une mauvaise contribution est retirée au vecteur  $y$ , ce qui entraîne que les symboles suivants seront presque certainement mal estimés.

### 1.5.4 Récepteur du maximum de vraisemblance (MV)

Le récepteur du maximum de vraisemblance (MV) permet les meilleures performances en Taux Erreur Binaire (TEB). En effet, il est optimal si les vecteurs émis  $s$  sont équiprobables, ce qui est le cas puisque les symboles  $s_i$  sont équiprobables et que les  $N_i$  voies émises en parallèles sont indépendantes. Il s'exprime classiquement de la façon suivante :

$$\hat{s} = \arg \min_s \|y - Hs\|^2 \quad (I-39)$$

Toutefois sa charge de calcul devient rapidement très importante car elle augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes à l'émission ( $M^{N_t}$  pour une modulation à  $M$  états) et linéairement avec le nombre d'antennes en réception  $N_r$ , où la recherche de la distance minimale s'effectue sur tous les mots de code  $s$  possibles. Il est important de noter que, si on note  $M$  la taille de la constellation, le récepteur doit calculer les distances pour un ensemble de vecteurs possibles de taille  $M^{N_t}$ , et le temps de calcul devient vite prohibitif pour les constellations de grande taille, même pour un faible nombre d'antennes émettrices (par exemple, pour une 64-MAQ et  $N_t = 3$ , le récepteur doit passer en revue 262144 vecteurs différents). Lorsque le coût calculatoire devient prohibitif, il est possible de le diminuer en utilisant l'algorithme du décodage par sphères généralisé (GSD), qui obtient un niveau de performance semblable [1, 11, 7].

### 1.5.5 Décodage par sphères

Etant donnée la grande complexité de l'algorithme du maximum de vraisemblance, spécialement pour les constellations de grande taille, de nombreux algorithmes sous-optimaux, améliorations des BLAST ou dérivés du MV [13, 7], ont vu le jour. Il est cependant possible d'approcher les performances du maximum de vraisemblance en gardant une complexité raisonnable.

Ainsi, en considérant le cas  $N_t=N_r$ , Damen et al ont montré dans [7] que le modèle classique de système MIMO pouvait s'écrire:

$$\begin{aligned} y' &= [\Re(y') \quad \Im(y')] \\ &= uM_H + n' \end{aligned} \quad (\text{I-40})$$

où  $u = [\Re(s') \quad \Im(s')] \in Z^{2N_t}$  et  $n' = [\Re(n') \quad \Im(n')] \in R^{2N_t}$ . Dans ces expressions,  $\Re(x)$  et  $\Im(x)$  représentent respectivement les parties réelle et imaginaire du vecteur  $x$  et  $Z$  et  $R$  représentent respectivement les ensembles des entiers et des réels.

Quant à la matrice  $M_H$ , de taille  $2N_t \times 2N_r$ , elle est définie par  $M_H = \begin{pmatrix} \Re(H') & \Im(H') \\ -\Im(H') & \Re(H') \end{pmatrix}$ .

Le rang de  $M_H$  est presque toujours  $2N_t$  et sa matrice de Gram  $G_M = M_H M_H^*$  est définie positive. Le principe de cet algorithme est de se placer au niveau du signal reçu et de chercher le point du réseau le plus près à l'intérieur d'une sphère de rayon  $\sqrt{C}$ . Cela restreint fortement le domaine de recherche par maximum de vraisemblance, puisque seuls les points du réseau situés à moins de la distance carrée  $C$  du signal reçu sont considérés lors de la minimisation de la métrique. Le choix de  $C$  est donc crucial pour la vitesse de convergence de l'algorithme et pour la précision des résultats.

D'autres algorithmes de détection sont actuellement à l'étude à partir de travaux sur la réduction des bases des réseaux de points utilisés notamment dans le domaine de la cryptographie [55, 56].

## 1.6 Applications envisagées

La première application connue des systèmes MIMO concerne les réseaux locaux sans fil, et l'architecture V-BLAST [13] 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 [8, 12].

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. 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 devrait 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 multi-porteuses ou l'accès multiple.

## 1.7 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 [1, 8], 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 [13], 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 multi-porteuses sont ainsi très attrayantes et de nombreux algorithmes d'accès multiple MIMO MC-CDMA ont vu le jour. Les débits élevés et la fiabilité de la transmission offerts par les multi-porteuses semblent ainsi prendre le pas sur le manque de flexibilité et de simplicité de régulation des fréquences.

## 1.8 Exploiter le temps de propagation des signaux

L'idée de base est de scinder le flux à transmettre en sous-flux : trois par exemple, comme dans la figure I-12. Chacun des canaux est dirigé vers un émetteur, et les trois ensembles envoient leurs données, exactement aux mêmes fréquences - soit quarante-huit canaux en 802.11a (WiFi 5), vers trois récepteurs.

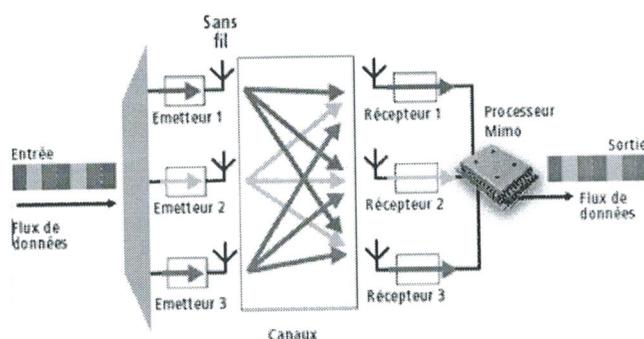


Figure I-12 Structure d'un système MIMO de  $3 \times 3$

Reste à différencier ces sous-flux les uns des autres : quelles données proviennent de l'émetteur numéro 1, lesquelles de l'émetteur numéro 2, et lesquelles de l'émetteur numéro 3. Cela en vue de les reconstituer et, à la fin, de remettre en forme le flux initial. Pour ce faire, la technique MIMO utilise la réflexion des signaux sur les murs, le sol, le plafond, les meubles,.... Alors que dans les modes de transmission « traditionnels », les réflexions sont considérées comme perturbatrices, ici elles sont mises à profit.

## 1.9 Codage spatio-temporel

Lors de l'implémentation des systèmes à antennes multiples, conçus afin d'améliorer l'efficacité spectrale, des approches différentes ont été proposées. L'approche la plus classique, consiste à utiliser des antennes multiples à la réception et d'appliquer un combineur à taux maximal (Maximum Ratio Combiner, MRC) aux signaux reçus [5, 13]. Mais, cette approche présente l'inconvénient d'augmenter la complexité du récepteur. Considérant le contexte des réseaux cellulaires où le terminal mobile doit

avoir une complexité plus faible que la station de base pour des raisons économiques et pratiques (vu la taille du terminal mobile), il est plus raisonnable (et plus pratique) d'équiper de plus d'une antenne la station de base que le terminal mobile.

Par conséquent l'approche qui consiste à équiper l'émetteur avec des antennes multiples a des conséquences plus immédiates. Ainsi, dans le cas où l'émetteur est muni de  $N_t$  antennes réceptrices, nous devons définir quel est le traitement *mapping* nécessaire à appliquer aux signaux avant de les émettre sur les antennes émission. Ce traitement supplémentaire de part et d'autre du canal radio, mappeteur/démappeteur, est spécifique aux systèmes MISO et plus généralement MIMO en comparaison au système SISO comme le montre la figure I-13, est appelé codage spatio-temporel ou codage espace-temps.

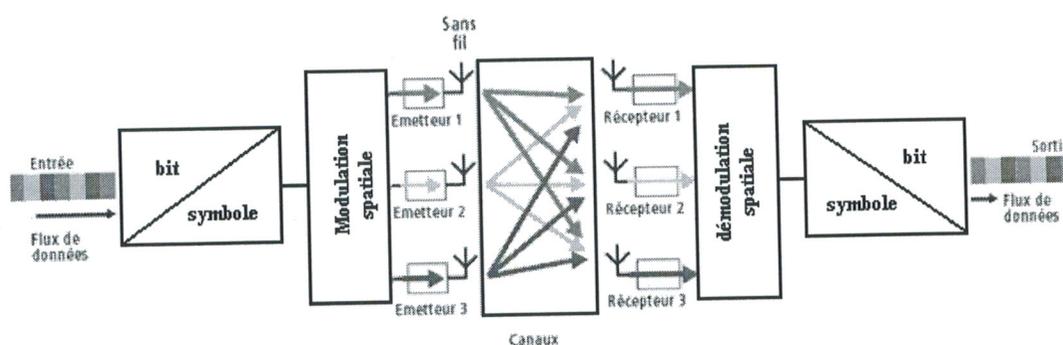


Figure I-13 L'introduction du modulateur/démodulateur spatio-temporel à l'émission/réception

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

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

**La robustesse** : la robustesse de la transmission varie souvent à l'opposé de l'augmentation du débit. Elle peut être mesurée par le taux d'erreur binaire (BER). En effet, lors de l'étude des codes espace-temps proposés, le BER est le critère de performance considéré ;

**La complexité** : il est fort possible dans les réseaux WLAN qu'une des deux extrémités de la liaison radio soit alimentée par une batterie. De ce fait, il est important que la complexité du mappeteur/démappeteur spatio-temporel soit la plus faible possible. Il est ainsi souhaitable d'avoir une conception des schémas de transmission et de réception de telle façon que la complexité soit non symétrique, avec la complexité la plus faible du côté alimenté par des batteries (le terminal mobile dans le cas des réseaux cellulaires).

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

## 1.10 Un puissant algorithme

Du coup, l'une des limitations de MIMO est que cette technique ne peut être utilisée qu'en intérieur, là où les réflexions sont possibles, alors qu'en extérieur ce signal se propage en vue directe. Le secret de MIMO réside dans un puissant algorithme, capable d'exploiter les différences de temps de parcours des signaux émis par un même émetteur en fonction de leurs rebonds.

Pour prendre une analogie, c'est un peu comme lorsqu'on veut reconnaître un objet : on le considère sous différents angles de face, de profil, de trois quarts... En théorie, MIMO pourrait fonctionner avec un seul récepteur. Mais le taux d'erreur serait alors trop important. Si l'on installe plus de récepteurs que d'émetteurs, le système y gagne en efficacité, mais y perd en simplicité et en coût.

Concrètement, les émetteurs n'ont pas besoin d'être très distants les uns des autres, et les récepteurs non plus. On affirme que, à 5 GHz, la longueur d'onde étant de quelques centimètres, les trois émetteurs-récepteurs peuvent être placés sur une PC Card (exemple : PCMCIA). La distance entre chacun des émetteurs et entre chacun des récepteurs est suffisante pour apprécier les différences de temps de propagation.

Si dans l'expérimentation, trois émetteurs et trois récepteurs ont été utilisés. Pour conserver une marge de sécurité, le taux de codage retenu est les trois quarts du débit théorique. Le débit théorique est de :  $3 \times 48 \times 1,5 = 216$  Mbit/s (où 48 est le nombre de canaux, et 1,5 le débit en Mbit/s par canal). En appliquant le ratio de trois quarts, on obtient 162 Mbit/s. Si le nombre d'émetteurs-récepteurs n'est en théorie pas limité, les chercheurs placent la limite pratique à huit (8). Ce qui équivaut à un débit théorique d'environ 576 Mbit/s et à un débit pratique de 430 Mbit/s. Un débit qui ouvrirait de nouveaux horizons au sans-fil pour des applications à la fois dans l'entreprise, dans les réseaux radio publics (hots-pots), voire dans les foyers. Par exemple, pour la télévision numérique haute définition, ou en milieu médical pour la transmission d'images.

## 1.11 Conclusion

Depuis quelques années, 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,

Donc les systèmes MIMO ont pour but d'augmenter le débit de transmission en démultiplexant les sous-chaînes de symboles et en les transmettant ensuite simultanément et indépendamment sur les  $N_t$  antennes émettrices. Nous nous sommes penchés sur les caractéristiques principales de ces systèmes MIMO. Nous avons expliqué la raison de leur succès en montrant que la capacité pouvait croître linéairement avec le nombre d'antennes émettrices  $N_t$ . Outre les environnements de propagation qui doivent proposer de nombreux échos pour atteindre un ordre de diversité acceptable, la principale limitation dans le cas des systèmes MIMO reste l'obligation d'utiliser le système dans une bande de fréquence relativement étroite.

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. Les critères basés sur le forçage à zéro et la minimisation de l'erreur quadratique moyenne ont été passés en revue, avant d'aborder l'algorithme optimal basé sur le maximum de vraisemblance.

L'obligation d'utiliser le système MIMO dans une bande de fréquence relativement étroite trouve une solution à ce problème en associant aux techniques MIMO des modulations multi-porteuses ou le multiplex à division de fréquences orthogonales (OFDM). Dans le chapitre suivant, nous présentons la norme IEEE 802.11 et son extension IEEE 802.11a qui fait l'objet de notre application de la technologie MIMO, et qui utilise la modulation OFDM

## Chapitre II

La norme IEEE 802.11 et son  
extension IEEE 802.11a (Wi-Fi 5).

# Chapitre 2

## La norme IEEE 802.11 et son extension IEEE 802.11a (Wi-Fi 5).

### Sommaire

---

---

II.1	Introduction.....	31
II.2	Les réseaux locaux sans fil (WLAN).....	31
II.3	Les technologies IEEE 802.11.....	32
II.4	Les modes opératoires de 802.11.....	33
II.4.1	Le mode infrastructure.....	33
II.4.2	Le mode ad hoc.....	34
II.5	La couche physique 802.11.....	35
II.5.1	Généralités.....	35
II.5.2	La norme physique 802.11.....	35
II.5.2.1	La norme 802.11b (Wi-Fi).....	37
II.5.2.2	La norme 802.11a (Wi-Fi 5).....	37
II.6	Phénomènes physiques.....	38
II.6.1	Le Fading.....	38
II.6.2	Trajets multiples.....	39
II.6.2.1	Equalisation.....	39
II.6.3.2	Etalement du spectre.....	39
II.7	La couche de liaison de données 802.11.....	40
II.7.1	Le protocole CSMA/CA.....	40
II.7.2	Le Protocole RTS/CTS.....	41
II.8	Associations, architectures cellulaires et itinérance.....	41
II.8.1	Association et réassociation.....	41
II.8.2	Réutilisation des canaux.....	42
II.8.3	La mobilité (Roaming).....	43
II.9	La norme IEEE 802.11a.....	44
II.9.1	Le format de la trame physique.....	44
II.9.2	Constantes et notations mathématiques.....	45
II.9.3	Représentation mathématique du signal envoyé.....	46
II.9.4	Génération du préambule.....	47
II.9.5	Génération du champ signal.....	47
II.9.6	Le codage de la partie Données.....	48
II.9.6.1	Le champ service.....	48
II.9.6.2	Calcul du padding et du nombre de symboles OFDM.....	48
II.9.6.3	Le codage convolutionnel.....	48
II.9.6.4	L'entrelacement.....	49
II.9.6.5	Modulation des sous-porteuses.....	49
II.9.6.6	La modulation OFDM.....	50
II.10	Les groupes de travail de l'IEEE 802.11.....	50
II.11	Conclusion.....	51

---

---

# 2

## **La Norme IEEE 802.11 et son Extension IEEE 802.11a (Wi-Fi 5)**

Le chapitre 1 a présenté en détail la technologie MIMO et les différentes techniques de diversité spatiale ainsi qu'une démonstration sur la capacité de canal MIMO comparée aux systèmes SISO et SIMO est effectuée. Le présent chapitre consacré à la norme IEEE 802.11 et son extension IEEE 802.11a qui fait l'objet de notre application de la technologie MIMO, et quelques autres extensions et améliorations apportées à IEEE 802.11.

Nous avons choisi la norme IEEE 802.11a qui a été approuvée en 1999, et de premiers produits commencent à apparaître. Parce que cette norme définit une nouvelle technique de modulation, qui opère dans la bande des 5 GHz et permet d'obtenir des débits pouvant atteindre 54 Mbit/s.

### **II.1 Introduction**

Avec la récente adoption de nouveaux standards pour les réseaux locaux (LAN) sans fils haut débit, les utilisateurs nomades disposent désormais de performances, de débits et de disponibilités comparables à ceux des réseaux Ethernet filaires classiques. Or, jusqu'à présent, le principal problème du WLAN était son faible débit. Ce qui explique pourquoi les LAN sans fil (WLAN) sont sur le point de devenir la solution de connexion préférée des entreprises.

### **II.2 Les réseaux locaux sans fil (WLAN)**

Le standard IEEE 802.11 est un système de transmission des données conçu pour assurer une liaison indépendante de l'emplacement des périphériques informatiques qui composent le réseau et utilisant les ondes radio plutôt qu'une infrastructure câblée. Dans l'entreprise, les WLAN sont généralement implémentés comme le lien final entre le réseau câblé existant et un groupe d'ordinateurs clients, offrant aux utilisateurs de ces machines un accès sans fil à l'ensemble des ressources et des services du réseau de l'entreprise, sur un ou plusieurs bâtiments.

Les WLAN sont en passe de devenir l'une des principales solutions de connexion pour de nombreuses entreprises. Le marché du sans fil se développe rapidement dès lors que les entreprises constatent les gains de productivité qui découlent de la disparition des câbles. Selon Frost et Sullivan, l'industrie du WLAN, qui a dépassé les 300 millions de dollars en 1998, en représentera 2 milliards en 2006. Jusqu'à présent, les WLAN ont essentiellement été implémentés dans des applications verticales : usines, entrepôts et magasins de détail. La croissance attendue touchera les activités de santé, les institutions éducatives et les bureaux des grandes entreprises. Dans l'entreprise, les salles de conférence, les zones publiques et les agences locales sont les lieux d'implantation les plus probables des WLAN [15].

La généralisation des WLAN dépend de la standardisation de l'industrie. Celle-ci assurera en effet la fiabilité et la compatibilité des produits entre les divers équipementiers. L'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) a ratifié la spécification 802.11, norme régissant les réseaux locaux sans fil, en 1997. Le standard 802.11 s'appliquait à des débits de 1 et 2 Mbps et définissait les règles fondamentales de la signalisation et des services sans fil [15, 16].

Le principal problème, qui limitait les perspectives de développement de l'industrie du WLAN, était alors ce débit limité, trop faible pour répondre réellement aux besoins des entreprises. Conscient de la nécessité d'augmenter ce débit, l'IEEE a ratifié la spécification 802.11HR [17] (également baptisé 802.11 High Rate) qui entérine des transmissions à 11 Mbps maximum. Les organismes statutaires et les alliances de fournisseurs ont adopté ce nouveau standard haut débit, qui devrait ouvrir les marchés des Grands Comptes, SOHO et grand public. Avec 802.11HR, les WLAN offriront des performances et un débit comparables à l'Ethernet filaire.

En dehors des organismes de normalisation, les principaux acteurs de l'industrie du sans fil se sont réunis au sein de la WECA (Wireless Ethernet Compatibility Alliance). La mission de la WECA est de certifier l'interopérabilité et la compatibilité inter-fournisseurs des équipements pour réseaux sans fil IEEE 802.11HR, ainsi que de promouvoir ce standard auprès des Grands Comptes, des PME et du grand public. La WECA regroupe des fabricants de semi-conducteurs pour WLAN, des fournisseurs de WLAN, des fabricants d'ordinateurs et des éditeurs de logiciels. On retiendra entre autres 3Com, Aironet, Apple, Breezecom, Cabletron, Compaq, Dell, Fujitsu, IBM, Intersil, Lucent Technologies, No Wires Needed, Nokia, Samsung, Symbol Technologies, Wayport et Zoom.

### II.3 Les technologies IEEE 802.11

Autorité mondiale reconnue en matière de réseau local, le comité IEEE 802 a défini les standards qui ont fait l'industrie du LAN dans les vingt dernières années, dont 802.3 Ethernet, 802.5 Token Ring et 802.3z 100BASE-T Fast Ethernet [15]. En 1997, après sept ans de travail, l'IEEE publiait 802.11, premier standard international du WLAN. En septembre 1999, il ratifiait 802.11HR [17], amendement "haut débit" au standard, qui ajoutait deux vitesses supérieures (5,5 et 11 Mbps) à 802.11.

Avec les WLAN 802.11HR, les utilisateurs mobiles peuvent profiter de performances, d'un débit et d'une disponibilité de niveau Ethernet. Les technologies basées sur les standards permettent aux administrateurs de créer des réseaux associant de manière transparente plus d'une technologie LAN afin de mieux s'adapter aux besoins de leur entreprise et de leurs utilisateurs. Comme tous les standards IEEE 802, le standard 802.11 se concentre sur les deux couches inférieures du modèle OSI, la couche physique et la couche des liaisons données [16, 17].

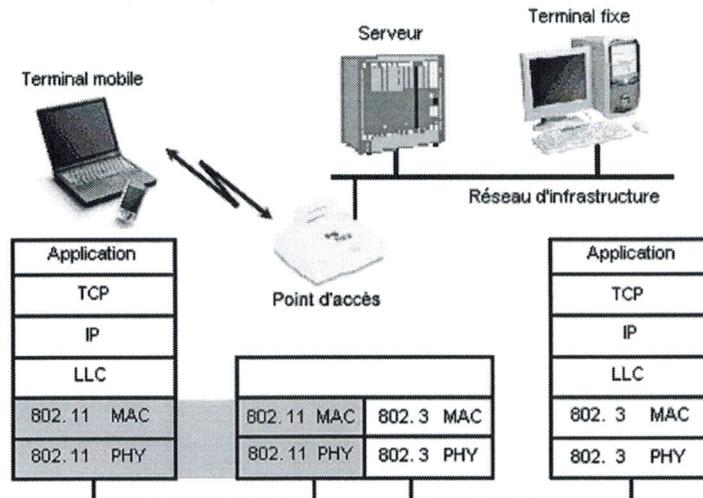


Figure II-1 Le Modèle OSI et la position de la norme 802.11 (MAC, PHY)

Toutes les applications réseau, tous les systèmes d'exploitation réseaux et tous les protocoles réseaux, dont TCP/IP, fonctionneront aussi simplement sur un réseau 802.11 que sur Ethernet.

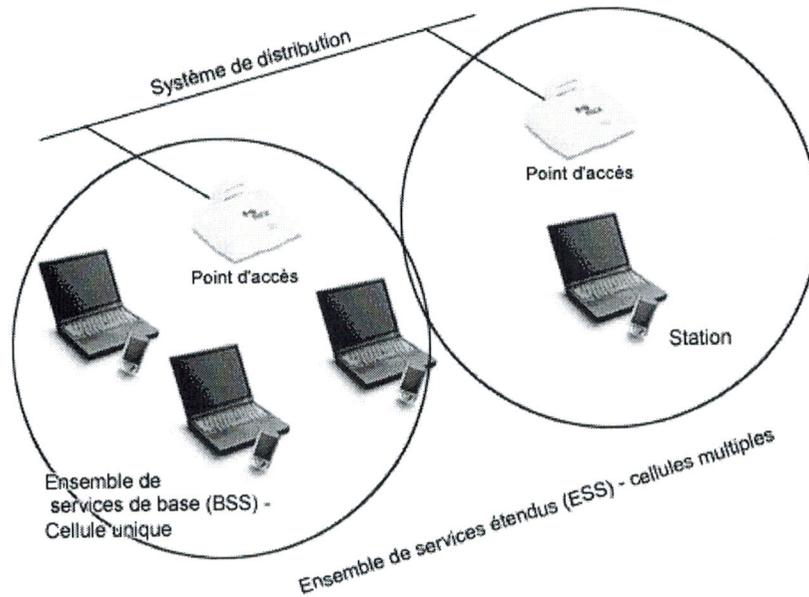
## II.4 Les modes opératoires de 802.11

Le standard 802.11 concerne deux types d'équipements, une station sans fil, en général un PC équipé d'une carte réseau sans fil, et un point d'accès (AP), qui joue le rôle de pont entre le réseau filaire et le réseau sans fil. Ce point d'accès se compose habituellement d'un émetteur/récepteur radio, d'une carte réseau filaire et d'un logiciel de pontage conforme au standard 802.11. Le point d'accès se comporte comme la station de base du réseau sans fil, agrégeant l'accès de multiples stations sans fil sur le réseau filaire. Les stations sans fil peuvent être des cartes réseaux 802.11 aux formats PCMCIA, PCI ou ISA, ou encore des solutions embarquées dans des clients autres que des PC (par exemple un combiné téléphonique 802.11). Le standard 802.11 définit deux modes : un mode infrastructure et un mode ad hoc.

### II.4.1 Le mode infrastructure

Le réseau sans fil consiste au minimum en un point d'accès connecté à l'infrastructure du réseau filaire et un ensemble de postes réseaux sans fil. Cette configuration est baptisée Basic Service Set (BSS, ou ensemble de services de base). Un Extended Service Set (ESS, ou ensemble de services étendu) est un ensemble d'au moins deux BSS formant un seul sous-réseau. En entreprise, la plupart

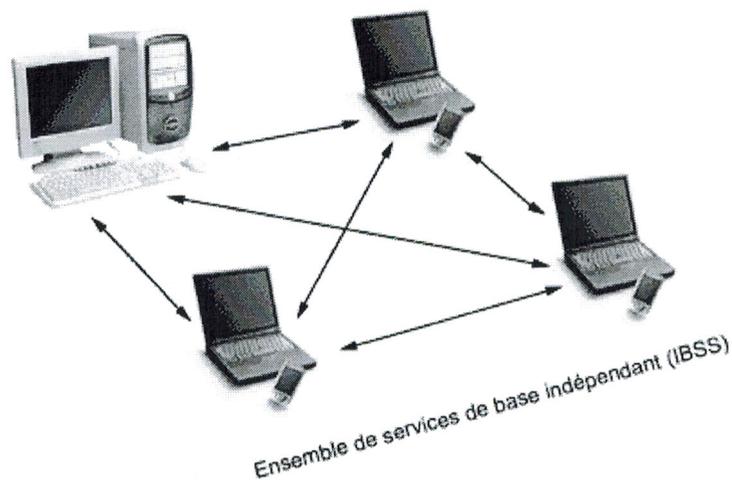
des WLAN devront pouvoir accéder aux services pris en charge par le LAN filaire (serveurs de fichiers, imprimantes, accès Internet). Aussi fonctionneront-ils en mode infrastructure.



**Figure II-2** Le mode infrastructure

#### II.4.2 Le mode ad hoc

Le mode ad hoc (également baptisé point à point, ou ensemble de services de base indépendants - soit IBSS, de l'anglais Independent Basic Service Set) représente simplement un ensemble de stations sans fil 802.11 qui communiquent directement entre elles sans point d'accès ni connexion à un réseau filaire. Ce mode permet de créer rapidement et simplement un réseau sans fil là où il n'existe pas d'infrastructure filaire ou encore là où une telle infrastructure n'est pas nécessaire pour les services attendus, chambre d'hôtel, centre de conférence ou aéroport par exemple, ou enfin lorsque l'accès au réseau filaire est interdit (cas du consultant sur le site du client).



**Figure II-3** Le mode ad hoc

## II.5 La couche physique 802.11

### II.5.1 Généralités

La couche physique définit la technique de transmission (modulation des ondes radioélectriques), l'encodage et la signalisation de la transmission. Le signal électrique hertzien va transporter l'information, il va être modifié suivant les informations à transporter (ici données binaires). Tout signal électrique sinusoïdal peut varier suivant son amplitude (tension en volt), sa fréquence (en hertz) et sa phase (en degré). C'est donc sur un de ces trois paramètres que l'on peut modifier un signal électrique pour le coder. On associe généralement modulation de fréquence et modulation de phase pour augmenter les performances.

La couche physique est divisée en deux sous couches. PLCP (Physical Layer Convergence Protocol) s'occupe de l'écoute du support et de la signalisation en fournissant un CCA (Clear Channel Assessment) à la couche MAC et PMD (Physical Medium Dependent) traite l'encodage des données et la modulation [16, 17].

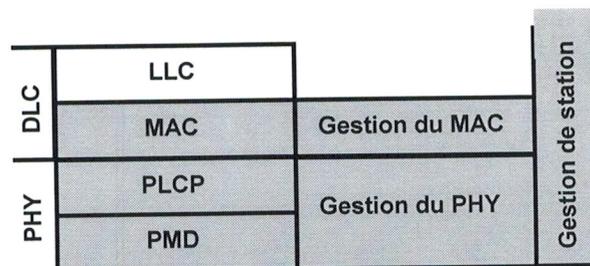


Figure II-4 Les 3 sous-couches définies par la norme 802.11

Les trois couches physiques définies à l'origine par 802.11 incluaient deux techniques radio à étalement de spectre et une spécification d'infrarouge diffus. De nouvelles techniques ont, depuis, été rajoutées : 802.11b (DSSS /CCK), 802.11a (OFDM), 802.11g (OFDM) pour les principales.

### II.5.2 La norme physique 802.11

La norme physique 802.11 (ratifiée en 1997) propose deux types de transmission à modulation de fréquence associés à une modulation de phase et une technique de transmission à infrarouge utilisée surtout en milieu industriel et très peu en informatique.

Nous ne verrons que les deux types de transmission à modulation de fréquence qui utilisent plus précisément la technique à " étalement de spectre ". Cette technique, mise au point par des militaires, a connu un essor considérable car elle a de bonnes performances contre le brouillage et permet de faire cohabiter plus facilement dans une même bande de fréquence plusieurs transmissions.

FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum) ou étalement du spectre par saut de fréquence. On modifie la fréquence de la porteuse par une séquence de sauts. C'est-à-dire que l'émetteur change de fréquence d'émission de façon périodique et suivant une séquence préétablie, il synchronise le récepteur grâce à des trames balises qui contiennent la séquence de saut et la durée. Dans la norme 802.11 la bande de fréquence ISM définie de 2,400 à 2,4835 GHz est divisée en 79 canaux de 1 MHz et le saut se fait toutes les 300 à 400 ms. L'émetteur et le récepteur s'accordent sur une séquence de saut. La norme définit trois ensembles de 26 séquences possibles (78 séquences au total). Les signaux (données transformées par FHSS) sont ensuite modulés par une modulation de phase de type GFSK. Les débits atteignent 1 à 2 Mbits/s. Au départ cette technique était utilisée à des fins militaires afin de crypter la transmission mais les séquences de fréquences étant aujourd'hui standardisées, donc divulguées, la norme 802.11 l'utilise pour remédier au phénomène d'interférences. De plus la norme Bluetooth utilise cette technique mais avec des séquences de saut différentes [19].

DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) ou étalement du spectre par séquence directe. De même que pour le FHSS, le DSSS est une technique dite à étalement de spectre fonctionnant sur la bande ISM des 2,4 GHz. Cette fois-ci la bande est divisée en 14 canaux de 20 MHz, chaque canal de 20 MHz étant constitué de quatre unités de 5 MHz [16]. Chaque canal est espacé de 5 MHz, sauf le canal 14, espacé de 12 MHz avec le canal 13.

La largeur de bande étant de 83,5 MHz, on ne peut placer bout à bout 14 canaux de 20 MHz sans les faire se chevaucher. Lorsqu'un canal est sélectionné, le spectre du signal occupe une bande de 10 MHz de chaque côté de la fréquence crête, c'est pour cela qu'on ne peut utiliser que trois canaux distincts (donc trois réseaux) émettant sur une même cellule sans risque d'interférences.

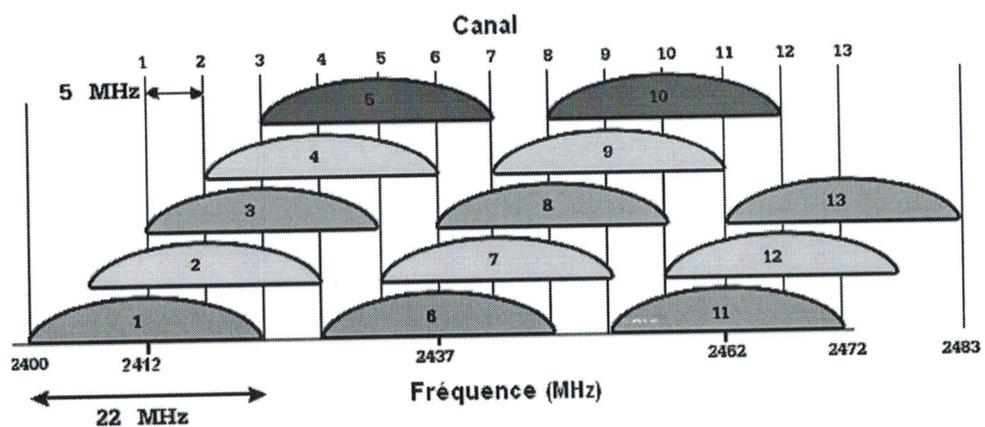


Figure II-5 Exemples d'association de trois canaux (13 canaux : pour l'Europe)

Il est essentiel d'affecter, à chaque point d'accès, des canaux qui ne se recouvrent pas. L'inconvénient majeur du DSSS est qu'il génère des pertes du à ces chevauchements. Une technique appelée "chipping" permet de résoudre ces pertes d'informations. Cette technique consiste à coder chaque bit en une séquence de 11 bits (appelé séquence Baker) : 10110111000 lorsque le bit est à 1 et

son complémentaire 01001000111 lorsqu'il est à 0. Cela permet d'effectuer des contrôles d'erreurs. Cette séquence ou signal, appelé " symbole ", est transmise à une vitesse de 1 MS/s (million de symboles par seconde). Le débit final en bit/s va être déterminé suivant la modulation de phase appliquée [15, 16] :

- BPSK (Binary Phase Shift Keying): ce type de modulation va encoder un bit à chaque changement de phase, débit de 1Mbit/s.
- QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) : va encoder deux bits par changement de phase, débit de 2 Mbit/s.

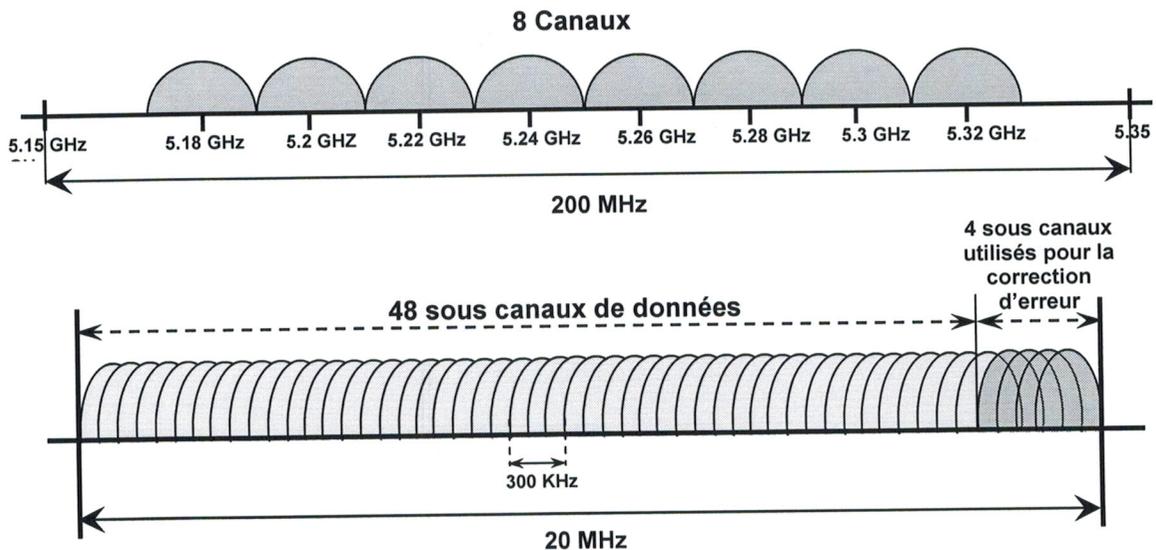
### II.5.2.1 La norme 802.11b (Wi-Fi)

Le comité IEEE a défini en 1999 une nouvelle couche physique, 802.11b ou 802.11HR (High Rate), permettant d'atteindre des débits de 5,5 à 11 Mbits/s [17]. Cette nouvelle couche physique, dénommé Wi-Fi par le WECA, s'implémente sur le standard 802.11. Cette norme utilise toujours la bande ISM et une modulation DSSS, ce qui la rend entièrement compatible avec 802.11 DSSS par contre le codage n'est plus à base de séquence Baker, mais un codage CCK (Complementary Code Keying) . On utilise aussi un mécanisme de modulation de phase QPSK mais à une vitesse de 1,375 MS/s, ce qui lui permet d'atteindre des débits de 11 Mbits/s. De plus un mécanisme d'adaptation environnemental permet de régler automatiquement le débit (Variable Rate Shifting) en fonction des conditions de réception (interférences, portée du matériel ...).

### II.5.2.2 La norme 802.11a (Wi-Fi 5)

En parallèle à la norme précédente, en 1999 l'IEEE a finalisé une nouvelle couche physique 802.11a. Dénommée Wi-Fi 5 par le WECA, cette couche physique utilise la bande radio U-NII des 5GHz, qui offre une largeur de bande plus importante (300MHz) et qui est beaucoup moins encombrée que la bande ISM. Par contre, elle est totalement incompatible avec les autres normes physiques. De plus la modulation de fréquence utilisée, OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est différente des autres normes physiques. On a constaté que plus les trames sont longues plus le chevauchement, dû aux interférences, inter trame est moindre. Cela démontre que plusieurs canaux à faible débit sont plus efficaces qu'un seul à haut débit.

Les deux premières sous-bandes (Low et Middle) de la bande U-NII sont divisées en 8 canaux de 20 MHz. Chaque canal est ensuite divisé en 52 sous-canaux de 300 KHz, 48 pour la transmission de données et 4 pour la correction d'erreur appelé FEC (Forward Correction Error).



**Figure II-6** La modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

C'est la transmission en parallèle de plusieurs sous-canaux à faible débit qui va créer, en fait, un seul canal à haut débit. De plus on peut utiliser huit canaux disjoints, sans interférence, permettant à huit réseaux Wi-Fi 5 d'émettre simultanément, alors que Wi-Fi n'en supporte que trois. Par contre l'inconvénient d'OFDM est qu'il réclame davantage de puissance que les techniques d'étalement de spectre, ce qui vide plus rapidement les batteries des appareils mobiles. 802.11a offre des débits de 6 à 54 Mbits/s suivant la modulation de phase utilisée [16, 15]:

- BPSK permet d'atteindre un débit de 6Mbits/s
- 64-QAM (64-level Quadrature Amplitude Modulation) permet un débit de 54 Mbit/s.

## II.6 Phénomènes physiques

Le phénomène de propagation est un élément déterminant dans la transmission radio. Suivant le type d'environnement, les caractéristiques d'émission et de réception vont être profondément modifiées. En propagation directe, le signal reçu va décroître de façon linéaire, tandis qu'en milieu confiné, le signal reçu subit des modifications lors de son trajet. Il peut être atténué, diffracté, et également réfléchi. En règle générale on considère qu'il y a quatre chemins créés lorsqu'un signal subit une altération : le trajet direct, le trajet avec réflexion sur le sol, et deux trajets avec réflexion sur le mur. Deux autres éléments modifiant le signal pendant la transmission sont à prendre en considération le déplacement de personnes, le changement de topologie physique (ouverture de portes ...) et l'utilisation d'appareil tel que ventilateurs, four à micro onde...

Ce sont ces conditions de propagation qui vont déterminer toutes les conditions d'utilisation (vitesse de transmission et débit). Nous allons voir à présent en fonction de ces phénomènes

d'altération, les techniques qui permettent à un signal électrique radio de mieux transporter l'information.

### II.6.1 Le Fading

Le signal radio lors de son trajet, subit, comme nous l'avons vu précédemment, des altérations et en particulier un appauvrissement appelé " fading " en anglais. Contre ce phénomène on utilise une technique appelée " diversité ". Ce processus consiste à recueillir plusieurs transmissions du même message. Plusieurs types de diversités existent :

- La diversité spatiale (ou diversité d'antenne) est la plus utilisée. Le récepteur dispose de plusieurs antennes (minimum deux). Pour information, la longueur entre les antennes doit être un multiple de la demi-longueur d'onde de la fréquence de la porteuse. A la réception d'une trame il peut choisir la meilleure réception reçue par ses antennes, il peut aussi additionner ou combiner les signaux, ce qui améliore très sensiblement le résultat.
- La diversité en fréquence, consiste à envoyer une trame sous différentes fréquences et on choisit la meilleure, ceci nécessite d'avoir un spectre de fréquence assez large.
- Le fonctionnement de la diversité temporelle impose un temps d'attente entre deux trames (de l'ordre de 50 ms) ce qui affaiblit les performances du réseau.

### II.6.2 Trajets multiples

Lors de l'envoi d'une trame, le récepteur reçoit cette trame en plusieurs exemplaires suivant les différents chemins possibles empruntés par la trame. La durée de réception est supérieure à son envoi car la trame d'origine et les échos produits se superposent. On calcule un delta (écart type du délai de propagation) s'il est supérieur de 10% à la durée de la trame on doit mettre en place des techniques de luttes contre ces interférences. Nous citons :

#### II.6.2.1 Equalisation

On effectue une correction numérique de la transmission, on calibre cette correction en envoyant une trame d'apprentissage connue du récepteur. Le récepteur échantillonne le signal d'apprentissage prélevé sur une ligne de retard ce qui permet à l'équaliseur de régler son traitement numérique. Ce traitement sera ensuite appliqué à toutes les trames.

#### II.6.3.2 Etalement du spectre

Cette technique très différente de la précédente, est très développée dans la norme 802.11 car elle est utilisable dans des bandes de fréquences où d'autres transmissions coexistent. Les principales familles ont décrites précédemment.

## II.7 La couche de liaison de données 802.11

La couche de liaison de données de 802.11 se compose de deux sous-couches : le contrôle de la liaison logique (Logical Link Control, ou LLC) et le contrôle d'accès au support (Media Access Control, ou MAC) [16, 18]. Le standard 802.11 utilise la LLC 802.2 et l'adressage sur 48 bits, tout comme les autres LAN 802, simplifiant ainsi le pontage entre les réseaux sans fil et filaires. Le contrôle d'accès au support est en revanche propre aux WLAN.

Le 802.11 MAC est très proche de 802.3 dans sa conception : il est conçu pour supporter de multiples utilisateurs sur un support partagé en faisant détecter le support par l'expéditeur avant d'y accéder. Pour les LAN Ethernet 802.3, le protocole CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection) régule l'accès des stations Ethernet au câble ; il détecte et gère également les collisions qui se produisent lorsque deux périphériques ou plus tentent de communiquer simultanément sur le LAN.

### II.7.1 Le protocole CSMA/CA

Dans un WLAN 802.11, la détection des collisions est impossible du fait de ce qu'on appelle le problème "near/far". Pour détecter une collision, une station doit être capable de transmettre et d'écouter en même temps. Or, dans les systèmes radio, il ne peut y avoir transmission et écoute simultanées.

Pour prendre en compte cette différence, le standard 802.11 fait appel à un protocole légèrement modifié, baptisé CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance), ou à la fonction DCF (Distributed Coordination Function). Le protocole CSMA/CA tente d'éviter les collisions en imposant un accusé de réception systématique des paquets (ACK), ce qui signifie que pour chaque paquet de données arrivé intact, un paquet ACK est émis par la station de réception.

Ce protocole CSMA/CA fonctionne de la manière suivante : une station qui souhaite émettre explore les ondes et, si aucune activité n'est détectée, attend un temps aléatoire avant de transmettre si le support est toujours libre. Si le paquet est intact à la réception, la station réceptrice émet une trame ACK qui, une fois reçue par l'émetteur, met un terme au processus. Si la trame ACK n'est pas détectée par la station émettrice (parce que le paquet original ou le paquet ACK n'a pas été reçu intact), une collision est supposée et le paquet de données est retransmis après attente d'un autre temps aléatoire.

CSMA/CA permet donc de partager l'accès aux ondes. Ce mécanisme d'accusé de réception explicite gère aussi très efficacement les interférences et autres problèmes radio. Cependant, il ajoute à

802.11 une charge inconnue sous 802.3, aussi un réseau local 802.11 aura-t-il toujours des performances inférieures à un LAN Ethernet équivalent.

## **II.7.2 Le Protocole RTS/CTS**

Autre problème de la couche MAC, spécifique au sans fil, celui du “nœud caché”, où deux stations situées de chaque côté d’un point d’accès peuvent entendre toutes les deux une activité du point d’accès, mais pas de l’autre station, problème généralement lié aux distances ou à la présence d’un obstacle. Pour résoudre ce problème, le standard 802.11 définit sur la couche MAC un protocole optionnel de type RTS/CTS (Request to Send/Clear to Send) [19]. Lorsque cette fonction est utilisée, une station émettrice transmet un RTS et attend que le point d’accès réponde par un CTS. Toutes les stations du réseau peuvent entendre le point d’accès, aussi le CTS leur permet-il de retarder toute transmission prévue, la station émettrice pouvant alors transmettre et recevoir son accusé de réception sans aucun risque de collision. Du fait que le protocole RTS/CTS ajoute à la charge du réseau en réservant temporairement le support, il est généralement réservé aux plus gros paquets, dont la retransmission s’avérerait lourde du point de vue de la bande passante.

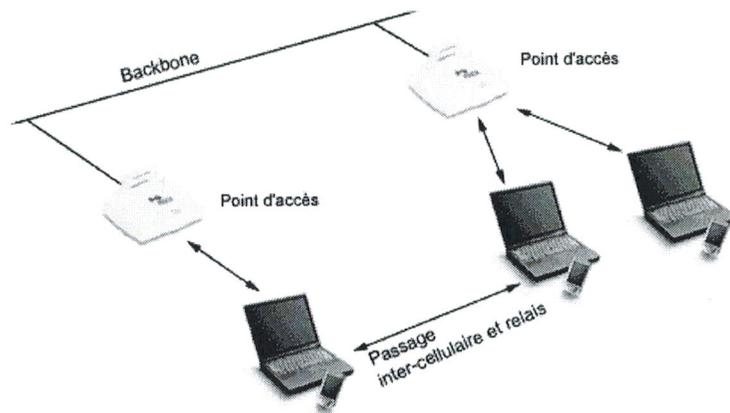
Enfin, la couche MAC 802.11 offre deux autres caractéristiques de robustesse : les sommes de contrôle CRC et la fragmentation des paquets. Pour chaque paquet, une somme de contrôle est calculée et rattachée afin d’assurer que les données n’ont pas été corrompues durant leur transit. Cette technique diffère d’Ethernet où les protocoles de niveau supérieur tels que TCP gèrent le contrôle d’erreur. La fragmentation des paquets permet de casser les gros paquets en unités de plus petite taille lorsqu’ils sont transmis par radio, ce qui s’avère particulièrement utile dans les environnements très congestionnés ou lorsque les interférences posent problème, puisque les gros paquets courent plus de risque d’être corrompus. Cette technique limite le risque de devoir retransmettre un paquet et améliore donc globalement les performances du réseau sans fil. La couche MAC est responsable de la reconstitution des fragments reçus, le traitement étant ainsi transparent pour les protocoles de niveau supérieur [18].

## **II.8 Associations, architectures cellulaires et itinérance**

### **II.8.1 Association et réassociation**

La couche MAC 802.11 est responsable de la manière dont un client s’associe à un point d’accès. Lorsqu’un client 802.11 entre dans le rayon d’action d’un ou plusieurs points d’accès, il choisit l’un de ces points pour s’y associer (on dit aussi qu’elle se joint à un BSS) en fonction de la puissance du signal et des taux d’erreurs observés dans la transmission des paquets. Une fois accepté par le point d’accès, le client règle son canal radio sur celui du point d’accès. Périodiquement, il explore tous les canaux 802.11 pour déterminer si un autre point d’accès est susceptible de lui offrir de performances

supérieures. S'il détermine que c'est le cas, il s'associe au nouveau point d'accès, se réglant sur le canal radio de ce point d'accès.

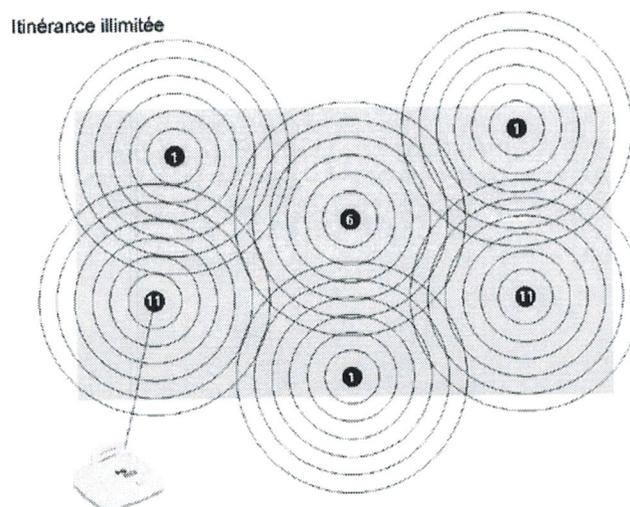


**Figure II-7** Itinérance entre les points d'accès

Une telle réassociation se produit en général lorsque la station s'est éloignée du point d'accès original, entraînant par conséquent un affaiblissement du signal. Elle peut aussi intervenir du fait d'un changement dans les caractéristiques radio du bâtiment, ou de l'augmentation du trafic réseau sur le point d'accès original. Dans ce dernier cas, la fonction sert à l'équilibrage des charges, puisqu'elle distribue la charge totale du WLAN plus efficacement sur l'infrastructure sans fil disponible.

### II.8.2 Réutilisation des canaux

Le processus d'association/réassociation dynamique aux points d'accès permet à l'administrateur du réseau de créer une couverture très étendue en faisant se chevaucher de multiples cellules 802.11 sur l'ensemble du bâtiment ou du campus. Pour ce faire, le responsable informatique utilisera la fonction de "réutilisation des canaux," en prenant soin de configurer chaque point d'accès sur des canaux DSSS 802.11 différents de ceux utilisés par les points d'accès contigus. Comme on l'a vu ci-dessus, alors qu'il existe 14 canaux à recouvrement partiel pour les DSSS 802.11, seuls trois d'entre eux sont totalement isolés. Ces trois canaux sont les mieux adaptés à une couverture multicellulaire.



**Figure II-8** La fonction de réutilisation des canaux

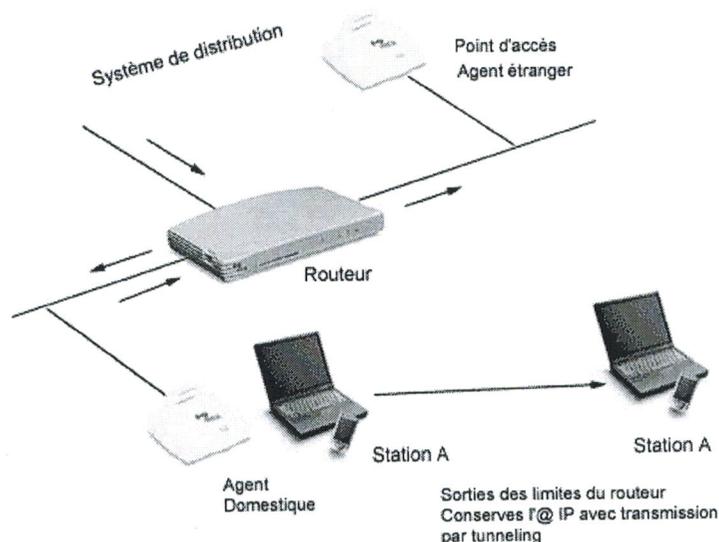
Lorsque les rayons d'action de deux points d'accès se chevauchent alors qu'ils sont configurés sur un même canal ou sur des canaux se recouvrant partiellement, des interférences sont susceptibles de se produire entre les deux, avec pour conséquence un rétrécissement de la bande passante utilisable sur la zone de chevauchement.

### II.8.3 La mobilité (Roaming)

Si le standard 802.11 définit la manière dont une station s'associe aux points d'accès, il ne définit pas la manière dont les points d'accès suivent l'utilisateur dans ses déplacements, soit sur la couche 2 entre deux points d'accès d'un même sous-réseau, soit sur la couche 3 lorsque l'utilisateur change de sous-réseau et de routeur.

Le premier problème est pris en charge par des protocoles de communication inter-points d'accès propriétaires, dont les performances sont très variables. Si le protocole n'est pas efficace, il existera un risque de perte de paquets lorsque l'utilisateur passera d'un point d'accès à un autre. A terme, la WECA et l'IEEE définiront probablement des standards en ce domaine [16].

Le deuxième problème est géré par les mécanismes d'itinérance de niveau 3. Le plus fréquent d'entre eux est Mobile IP, baptisé RFC 2002 par l'IETF (Internet Engineering Task Force). Mobile IP fonctionne en définissant un point d'accès comme "agent domestique" pour chaque utilisateur.



**Figure II-9** La fonction de mobilité (Roaming)

Lorsqu'une station sans fil sort de sa zone d'origine et passe dans une nouvelle zone, le nouveau point d'accès demande à la station quelle est sa zone d'origine. Une fois celle-ci localisée, un paquet est transmis automatiquement entre les deux points d'accès pour garantir que l'adresse IP de l'utilisateur est préservée et qu'il est en mesure de recevoir de manière transparente ses données. Mobile IP n'est pas finalisé, aussi les fournisseurs peuvent-ils encore proposer des protocoles

propriétaires, basés sur des techniques similaires, pour assurer que le trafic IP suivra un utilisateur entre des portions du réseau séparées par un routeur (p. ex. entre d'un bâtiment à un autre).

Une alternative incomplète mais pratique au problème de l'itinérance de niveau 3 consiste à utiliser le protocole DHCP (Dynamic Host Configuration Protocol) sur le réseau. DHCP permet à tout utilisateur qui éteint ou met en veille son ordinateur portable avant de passer sur un nouveau réseau d'obtenir automatiquement une nouvelle adresse IP lors du rallumage de la machine.

## II.9 La norme IEEE 802.11a

IEEE 802.11a est une extension d'IEEE 802.11 qui permet d'améliorer la vitesse de transmission en offrant des débits de 6 à 54 Mbit/s. Contrairement à IEEE 802.11 et IEEE 802.11b, la norme IEEE 802.11a ne fonctionne pas dans la bande 2,4-2,5 GHz mais dans celle des 5 GHz. Nous avons déjà vu que toutes les normes de type IEEE 802.11 utilisaient une couche MAC commune. Par conséquent, nous nous contenterons de décrire le niveau physique d'IEEE 802.11a [16]. Ce niveau physique est complexe [20]. Il fait appel à de nombreuses techniques de transmission numérique, simples ou plus avancées, telles que la modulation de phase, la transmission par multi-porteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), le codage convolutionnel et l'entrelacement. Le lecteur qui ne serait pas familiarisé avec ces techniques peut se reporter au chapitre 2 pour de plus amples détails.

La norme IEEE 802.11a opérant avec le même niveau MAC que les autres normes du groupe 802.11, il faut adapter le nouveau niveau physique au niveau MAC de la norme IEEE 802.11. Cette adaptation s'effectue par le biais de la trame du niveau physique, qui comporte une partie de synchronisation et un en-tête permettant d'indiquer au niveau MAC le type de modulation utilisée et ses caractéristiques. Nous allons commencer par décrire la trame physique de la norme IEEE 802.11a.

### II.9.1 Le format de la trame physique

La structure de la trame est illustrée à la figure II-10. Elle a la forme classique des trames IEEE 802.11 [15, 16]. Un premier champ, ou préambule, permet d'opérer la synchronisation.

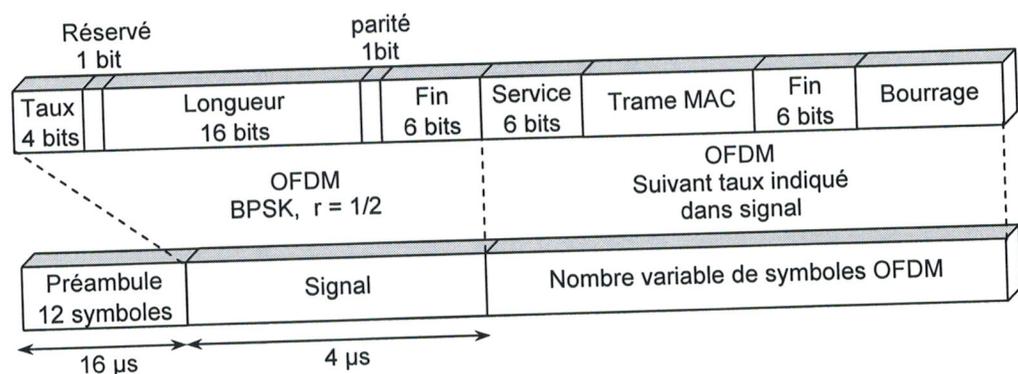


Figure II-10 La trame physique de la norme IEEE 802.11a

Le champ signal fournit les informations clés concernant les paramètres de transmission des données. Vient ensuite la partie Données proprement dite.

Les différentes étapes de création d'une trame IEEE 802.11a sont les suivantes [15, 16]:

1. Génération du préambule et du champ signal avec une modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying) et un taux de code convolutionnel de 1/2.
2. Calcul du nombre de bit de données par symbole OFDM, du taux de codage convolutionnel et du nombre brut de bit par symbole OFDM.
3. Ajout des données à la suite du champ service et ajout d'un padding d'au moins six bits de 0, de sorte à avoir un nombre entier de symbole.
4. « Ou » exclusif de la séquence de données avec une séquence pseudo-aléatoire.
5. Codage avec un code convolutionnel de la séquence obtenue après 4.
6. Double entrelacement de la séquence obtenue après 5.
7. Division de la séquence obtenue en groupe de bits et transformation de ces groupes en nombres complexes suivant les tableaux de modulation.
8. Division de la séquence de ces nombres complexes en groupe de 48 nombres. Chaque groupe doit être ensuite traduit en un symbole OFDM. Pour l'envoi de ce symbole, les 48 porteuses autres que les porteuses  $-21$ ,  $-7$ ,  $7$  et  $21$  sont utilisées.
9. Insertion des quatre porteuses pilotes.
10. Pour chacune des sous-porteuses  $-26$  à  $26$ , transformation des sous-porteuses dans le domaine temporel en utilisant la transformée de Fourier inverse. Ajout à la transformée de Fourier de l'extension induite par le décalage temporel dû à l'intervalle de garde et application du filtre permettant d'annuler les extensions d'un symbole en dehors de son support temporel.
11. Ajout des symboles OFDM après la transmission du champ signal.
12. Application de la modulation principale de façon à situer la transmission dans la bande de fréquences requise.

Pour détailler ces différentes étapes, il nous faut définir les constantes et introduire des notations mathématiques.

### II.9.2 Constantes et notations mathématiques

La modulation d'IEEE 802.11a est de type OFDM. Elle utilise  $N_T = 52$  sous-porteuses, dont  $N_{DC} = 48$  sont utilisées pour porter les données et  $N_P = 4$  portent un signal pilote.

L'espacement entre les porteuses est de  $\Delta_{fp} = 0,3125$  MHz, et la période associée de  $3,2$   $\mu$ s. La modulation 802.11a utilise deux intervalles de garde,  $G_1$  et  $G_2$ . La durée totale d'un symbole est  $T_S$ . Le tableau II.1 récapitule les valeurs de la modulation IEEE 802.11a [16, 21].

Paramètre	Signification	valeur
$N_{DC}$	Nombre de sous-porteuse Données	48
$N_P$	Nombre de sous-porteuse pilote	4
$N_T$	Nombre total de sous-porteuse	52
$\Delta_{fp}$	Espacement des sous-porteuses	0,3125 MHz
$1/\Delta_{fp}$	Période des sous-porteuses	3,2 $\mu$ s
$d_{pre}$	Durée du préambule	16 $\mu$ s
$d_{sig}$	Durée de l'en-tête signal	4 $\mu$ s
$G_1$	Durée de l'intervalle de garde 1	0,8 $\mu$ s
$G_2$	Durée de l'intervalle de garde 2	1,6 $\mu$ s
$T_S$	Durée d'un symbole	4 $\mu$ s

**Tableau II.1** Paramètres de la modulation IEEE 802.11a

### II.9.3 Représentation mathématique du signal envoyé

Le signal envoyé peut s'écrire sous la forme [22]:

$$h(t) = \text{Re}(b(t) \exp(2\pi f_c t)) \quad (\text{II-1})$$

où  $\text{Re}(x)$  est la partie réelle de  $x$ ,  $f_c$  est donc la fréquence de la porteuse principale, et  $b(t)$  porte la modulation en bande de base. Nous savons que la trame comporte trois parties distinctes opérant avec des modulations OFDM différentes. Par conséquent, nous avons l'identité suivante :

$$b(t) = b_{pre}(t) + b_{sig}(t - d_{sig}) + b_{don}(t - d_{sig} - d_{pre}) \quad (\text{II-2})$$

Les trois composantes de la somme, au deuxième membre de l'équation, représentent la contribution respective du préambule, du champ signal et des données. Si la transmission de la trame débute à l'instant 0, l'instant de départ de la partie signal est à 16  $\mu$ s et l'instant de départ de la partie Données à 20  $\mu$ s (voir tableau II.1). L'équation générale de la modulation OFDM est la suivante :

$$ofdm(t) = w(t) \sum_{i=-N/2}^{N/2} \alpha_i \exp(j2\pi i \Delta f_p (t - t_g)) \quad (\text{II-3})$$

$\alpha_i$  est un nombre complexe qui porte l'information,  $w(t)$  est une fonction en rectangle qui permet de limiter l'influence d'un symbole OFDM à son support temporel  $T_s = 4 \mu$ s,  $t_g$  est un intervalle de garde qui permet de limiter l'interférence inter-symbole,  $t_g$  peut prendre trois valeurs, 0,  $G_1$  ou  $G_2$ , suivant les symboles à envoyer. Le tableau II.2 indique, en fonction de la vitesse de transmission utilisée, le type de modulation, ainsi que le nombre de bit transmis par sous-porteuse, le nombre de bit codé transmis par symbole OFDM et le nombre de bit de données transmis par symbole OFDM [21, 22].

Vitesse de transmission	Modulation	Taux de codage	Bit par sous-porteuse $NB_p$	Bit codé par symbole OFDM $BC_{ps}$	Bit de données codé par symbole OFDM $B_{ps}$
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

Tableau II.2 Les taux de transmission

### II.9.4 Génération du préambule

La forme du préambule de synchronisation est illustrée à la figure II-11, [15, 21].

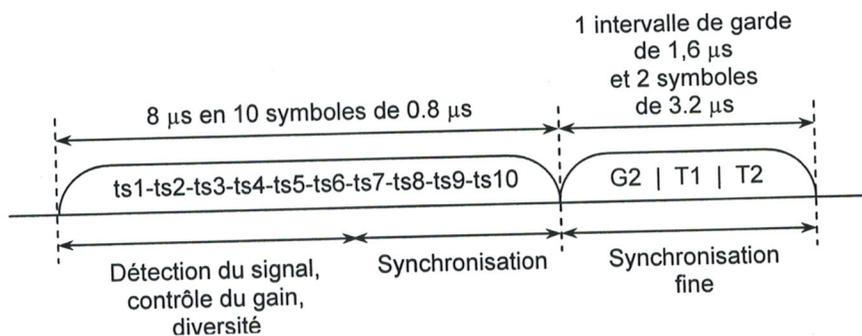


Figure II-11 Format de la synchronisation d'une trame IEEE 802.11

La première partie de la synchronisation comporte l'envoi de dix symboles d'apprentissage courts de  $0,8 \mu\text{s}$ . Ces symboles sont envoyés sur 12 porteuses, dont les numéros de sous-porteuses utilisées sont :  $-24, -20, -16, -12, -8, -4, 4, 8, 12, 16, 20$  et  $24$ . L'envoi de ces dix symboles n'utilise pas d'intervalle de garde. La seconde partie de la synchronisation comporte d'abord un intervalle de garde de durée  $G_2 = 1,6 \mu\text{s}$  puis l'envoi de deux symboles OFDM d'apprentissage longs d'une période de  $3,2 \mu\text{s}$ . Ces deux symboles OFDM utilisant une modulation BPSK sont envoyés sur les 52 sous-porteuses.

### II.9.5 Génération du champ signal

La composition du champ signal est illustrée à la figure II-12 [15, 16].

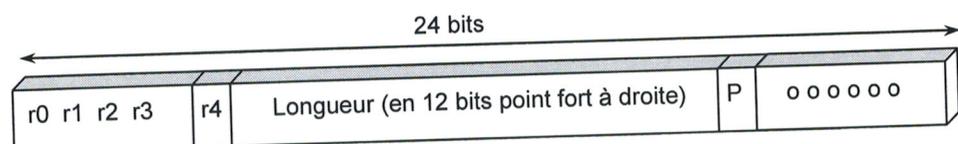


Figure II-12 Composition du champ signal

Le codage de la vitesse de transmission par les bits  $r_0$ ,  $r_1$ ,  $r_2$  et  $r_3$  est le suivant :

- 1101 (6 Mbit/s), 1111 (9 Mbit/s), 0101 (12 Mbit/s), 0111 (18 Mbit/s) ;
- 1001 (24 Mbit/s), 1011 (36 Mbit/s), 0001(48 Mbit/s), 0011(54 Mbit/s).

Le champ longueur sur 12 bits donne, en octet, la taille de la trame MAC. Le bit  $P$  est un bit de parité sur les 16 premiers bits du champ signal. Les 6 derniers bits sont mis à 0. La partie signal est envoyée comme un symbole OFDM de  $3,2 \mu\text{s}$  avec un intervalle de garde de durée  $G_1$  de  $0,8 \mu\text{s}$ . Le champ signal utilise le même processus d'encodage que les données : codage convolutionnel et entrelacement. La modulation utilisée pour envoyer ce symbole OFDM est la BPSK à 6 Mbit/s.

## II.9.6 Le codage de la partie Données

La section précédente a détaillé les champs préambule et signal. Utilisés pour la synchronisation et pour communiquer les paramètres de la transmission, ces champs ne comportent pas de données utilisateur. Celles-ci se trouvent dans les derniers champs du paquet. Cette section aborde l'organisation et le codage de la partie Données.

### II.9.6.1 Le champ service

Le champ service contient dans ses 6 premiers bits l'initialisation du système de blanchiment des données. Ces bits sont mis à 0.

### II.9.6.2 Calcul du padding et du nombre de symboles OFDM

Suivant la vitesse de transmission indiquée dans le champ signal, il est possible de déterminer le nombre de bit codé par symbole OFDM :  $BC_{PS}$  (voir tableau II.2).

La longueur en bit des données est égale à  $16 + 8 \times \text{Long} + 6$  (16 pour le champ service, 6 bits pour le postambule et Long étant la valeur du champ longueur).

Le bourrage, ou padding, consiste à ajouter à ces données suffisamment de 0 pour que la longueur  $L$  obtenue après bourrage soit un multiple de  $B_{PS}$ , soit  $L = N_{Symbole} \cdot B_{PS}$ ,  $N_{Symbole}$  étant le nombre de symboles OFDM à envoyer.

### II.9.6.3 Le codage convolutionnel

Il s'agit du codage convolutionnel standard de l'industrie, de taux  $R = 1/2$ . Les taux de  $2/3$  et  $3/4$  sont obtenus par la technique de « puncturing », dans laquelle une partie de l'information codée redondante n'est pas envoyée [20].

### II.9.6.4 L'entrelacement

Les bits de données à envoyer sont organisés en  $N_{Symbole}$  groupes de  $BC_{PS}$  bits. Dans chacun de ces groupes de  $BC_{PS}$  bits, deux entrelacements successifs sont appliqués, de sorte que deux bits successifs ne soient jamais sur des sous-porteuses adjacentes et que deux bits successifs soient représentés alternativement sur les bits les plus et les moins significatifs de la constellation utilisée.

La première permutation est définie par l'équation [15, 22]:

$$p(i) = (BC_{ps} / 16)(i \bmod 16) + \lfloor i / 16 \rfloor \quad i \in 0, 1, \dots, BC_{ps} - 1 \quad (\text{II-4})$$

où  $\lfloor x \rfloor$  désigne le plus grand entier  $\leq x$ , la seconde permutation est définie par l'équation :

$$p(i) = i \times \lfloor i / u \rfloor + (i + BC_{ps} - \lfloor 16i / BC_{ps} \rfloor) \bmod u \quad i \in 0, 1, \dots, BC_{ps} - 1 \quad (\text{II-5})$$

où

$$u = \max(BC_{ps} / 2, 1) \quad (\text{II-6})$$

### II.9.6.5 Modulation des sous-porteuses

Les sous-porteuses OFDM doivent être modulées en utilisant une modulation BPSK, QPSK, 16QAM ou 64QAM, en fonction de la vitesse de transmission demandée. Après blanchiment, codage convolutionnel et entrelacement, les données doivent être groupées en suite de  $NB_p$  bits (en pratique 1, 2, 4 ou 6). Chaque groupe de  $BC_{PS}$  bits produit un nombre complexe suivant le type de modulation utilisé. Les diagrammes de codage, souvent appelés constellations, sont classiques. Ils sont illustrés à la figure II-13, [16].

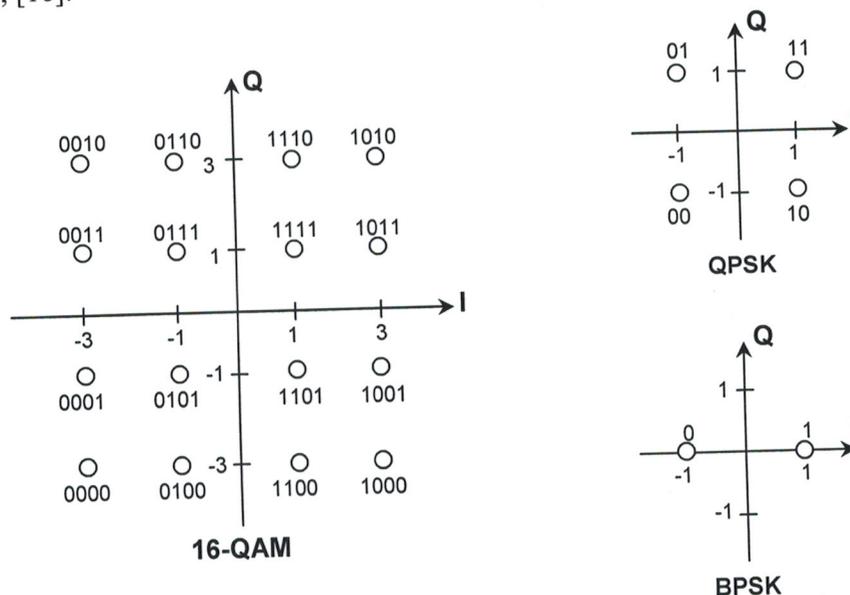


Figure II-13 Diagramme de modulation 16QAM, QPSK et BPSK

### II.9.6.6 La modulation OFDM

Le flux des nombres complexes produits par la modulation est assemblé en groupe de  $N_{DC} = 48$  nombres complexes, chacun de ces nombres complexes étant affecté à une sous-porteuse. Nous notons [16,20] :

$$\beta_{i,k} = \beta_{i+kN_{DC}} \quad (\text{II-7})$$

$$\begin{aligned} ofdm_k(t) = w(t) & \left\{ \sum_{i=0}^{N_{DC}} \beta_{i,k} \exp(j2\pi M(i)\Delta f_p(t - G_1)) \right. \\ & \left. + P_{n+1} \sum_{i=-27,-7,7,21} P_i \exp(j2\pi i\Delta f_p(t - G_1)) \right\} \end{aligned} \quad (\text{II-8})$$

où  $M(i)$  est une fonction particulière qui permet de parcourir toutes les sous-porteuses de données, évitant les sous-porteuses  $-21, -7, 7$  et  $21$ .

Nous avons également :

$$P_{-21} = 1, P_{-7} = 1, P_7 = 1, P_{21} = 1 \quad (\text{II-9})$$

La séquence  $P_{n+1}$  est une séquence cyclique de période 127. Elle peut être obtenue par l'algorithme de blanchiment utilisé dans le niveau physique 802.11 à séquence directe en initialisant la séquence avec des 0 et en transformant la séquence obtenue en changeant les 0 par des -1. La séquence finale s'obtient en additionnant la transmission des différents symboles :

$$b_{don}(t) = \sum_{k=0}^{N_{sympo}} ofdm_k(t - kT_s) \quad (\text{II-10})$$

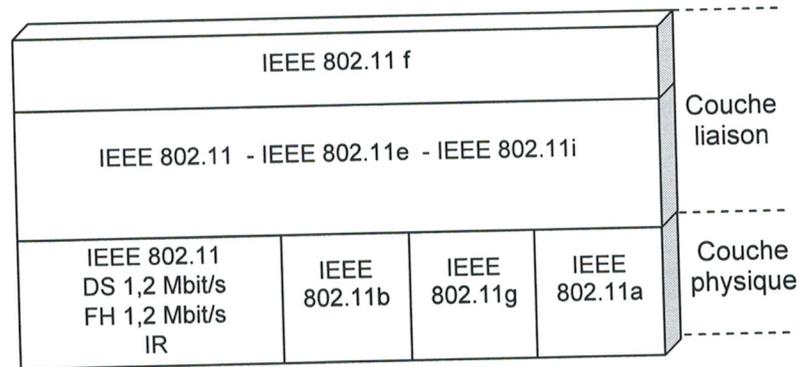
## II.10 Les groupes de travail de l'IEEE 802.11

Plusieurs groupes techniques oeuvrent à l'amélioration de la norme IEEE 802.11, notamment les groupes 802.11e, 802.11f, 802.11g, 802.11h et IEEE 802.11i :

- IEEE 802.11e vise à améliorer la prise en compte par la norme IEEE 802.11 de la qualité de service, ainsi que les performances du protocole d'accès.
- IEEE 802.11f traite de la standardisation des protocoles entre points d'accès.
- IEEE 802.11g traite des extensions à haut débit dans la bande des 2,4 GHz.
- IEEE 802.11h a en charge la gestion du spectre pour la norme IEEE 802.11a.
- IEEE 802.11i s'occupe de l'amélioration des fonctions de sécurité.

Aucun de ces groupes n'a produit pour l'instant de standard approuvé, mais certains ont réalisé des documents qui sont actuellement en procédure de révision avant d'être acceptés comme standards.

La figure II.14 illustre les différentes extensions IEEE 802.11 en préparation par rapport aux standards existants [15]. L'extension IEEE 802.11g définit une nouvelle couche physique. Les extensions IEEE 802.11e et i se trouvent au niveau MAC et se mêlent intimement à la couche MAC IEEE 802.11 du standard de 1997. L'extension IEEE 802.11f peut être considérée comme une surcouche de la couche MAC IEEE 802.11, [18].



**Figure II.14** Organisation des différentes extensions IEEE 802.11

## II.11 Conclusion

Les réseaux locaux sans fil sont en passe de devenir incontournables. Les différentes normes 802.11, notamment le 802.11a, sont maintenant des technologies matures qui sortent du cadre fermé des « early-adopters ». Concernant la norme 802.11a, l'interopérabilité entre constructeurs différents garantie par le label « Wi-Fi 5 », a été un élément fort contributeur à ce gain en maturité.

Après une description générale de la norme 802.11, nous avons présenté les différentes caractéristiques radio du standard 802.11 notamment la couche physique 802.11, dans la quelle nous avons détaillé les types de transmission et les techniques d'étalement du spectre, ainsi que les différents phénomènes physiques tels le fading et les trajets multiples. De plus nous avons fait une étude sur la couche MAC 802.11 et montrons les protocoles CSMA/CA et RTS/CTS. Ensuite nous avons défini quelques notions sur les associations, architectures cellulaires et itinérance dans le 802.11. Et finalement nous avons présenté les paramètres du standard d'IEEE 802.11a, puisqu'il constitue le contexte des simulations faites dans le cadre de cette thèse, notamment le niveau physique d'IEEE 802.11a qui fait appel à de nombreuses techniques de transmission numérique, telles que la modulation de phase, la transmission par multi-porteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), le codage convolutionnel et l'entrelacement...

Dans nos choix du standard 802.11a, on s'est basé sur l'étude de sa couche physique qui est basée sur la modulation OFDM, cette dernière trouve une solution à l'obligation d'utiliser le système MIMO dans une bande de fréquence relativement étroite en associant aux techniques MIMO la modulation multi-porteuses. Le chapitre suivant présente en détail, l'association MIMO-OFDM, les différents techniques de modulation, le codage convolutionnel sous le contexte de la technologie MIMO et du bien-fondé d'un système MIMO-Wi-Fi 5.

## Chapitre III

Application de la technologie  
MIMO au Standard IEEE 802.11a

# Chapitre 3

## Application de la technologie MIMO au Standard IEEE 802.11a

### Sommaire

---

---

III.1	Introduction .....	53
III.2	Présentation du système MIMO/OFDM.....	54
III.3	Codes convolutionnels.....	56
III.3.1	Encodage des codes convolutionnels.....	56
III.3.2	Analyse des codes convolutionnels.....	57
III.3.3	Décodage des codes convolutionnels : l'algorithme de Viterbi.....	58
III.3.3.1	Notion de métrique .....	58
III.3.3.2	Implémentation de l'algorithme de Viterbi.....	60
III.3.4	Poinçonnement .....	63
III.3.5	Codeur utilisé.....	63
III.4	Entrelacement .....	64
III.5	Modulation Numérique.....	65
III.5.1	Ondes porteuses .....	65
III.5.2	Modulation.....	65
III.5.3	Modulation Adaptative .....	68
III.6	Modulation OFDM .....	69
III.7	Codes spatio-temporels : état de l'art .....	72
III.7.1	Description du problème.....	72
III.7.2	Une note sur la diversité .....	73
III.7.3	Les codes spatio-temporels .....	74
III.7.3.1	Codes spatio-temporels en couches .....	75
III.7.3.2	Codage et décodage BLAST.....	76
III.7.4	Les principes de BLAST Vertical (V-BLAST) .....	78
III.7.4.1	Le codage V-BLAST .....	78
III.7.4.2	Détection V-BLAST : Ordre, Suppression et Annulation.....	80
III.7.4.3	L'efficacité spectrale de V-BLAST.....	82
III.7.5	Système V-BLAST-OFDM .....	82
III.8	Conclusions .....	84

---

---

## Application de la Technologie MIMO dans les réseaux Wi-Fi

Ce troisième chapitre aborde aspects pratiques de l'application de la technique MIMO au notre standard IEEE 802.11a basée sur la modulation OFDM, notée système MIMO/OFDM, intégrant une nouvelle technique de code spatio-temporel adaptée au notre système. Ainsi que la description détaillée de tous les modules constituant la chaîne des différents modules de transmission dans un système Wi-Fi utilise la technologie MIMO

Cette partie s'organise comme suit. Nous commençons par exposer la composition modulaire du système MIMO/OFDM en spécifiant le rôle de chaque module. Puis nous donnons un aperçu détaillé sur le codage convolutionnel et son décodage, l'entrelacement, la modulation numérique, ainsi qu'un bref aperçu sur la modulation OFDM. Les hypothèses faites sur le canal MIMO utilisant la modulation OFDM sont présentées, prenant en considération les corrélations dues aux réflecteurs qui se trouvent entre l'émetteur et le récepteur. Ensuite dans le nous présentons l'application des CST<sup>1</sup> aux systèmes MIMO, et nous expliquons comment s'applique un codage spatio-temporel au système MIMO lorsque ce dernier utilise la modulation OFDM.

### III.1 Introduction

Les systèmes à antennes multiples jouent un rôle important dans le développement des systèmes de communication futurs à large bande. Grâce aux trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur, les effets d'atténuation du canal sont réduits d'une façon significative, de plus l'efficacité spectrale se trouve remarquablement augmentée. L'utilisation de la modulation OFDM dans les systèmes MIMO s'avère être une technique bien adéquate, de plus en plus utilisée [23]. En particulier cette technique

<sup>1</sup> CST : Codage Spatio-Temporel, c'est un code qui exploite le domaine spatial et temporel.

est adoptée, comme nous l'avons déjà mentionné au chapitre précédent, par le standard de normalisation des systèmes de réseaux locaux sans fils IEEE 802.11a (Wi-Fi 5).

### III.2 Présentation du système MIMO/OFDM

Une des techniques les plus efficaces pour améliorer l'efficacité spectrale (capacité ou débit binaire) d'une communication radio, est l'utilisation d'antennes multiples à l'émission et à la réception. Dans ce qui suit, nous considérons un système MIMO utilisant la modulation OFDM, où l'émetteur et le récepteur sont munis respectivement de  $N_t$  et  $N_r$  antennes. Les antennes sont disposées, de la façon la plus communément utilisée, appelée en anglais Uniform Linear Array (ULA) [24]. Dans laquelle les antennes sont alignées et uniformément espacées. La distance relative entre deux antennes adjacentes est donnée par :  $\Delta = \frac{1}{2} \lambda$ , où  $\lambda$  est la longueur d'onde. Figure III-1 présente le schéma de la chaîne de transmission du système MIMO/OFDM considérée dans ce chapitre.

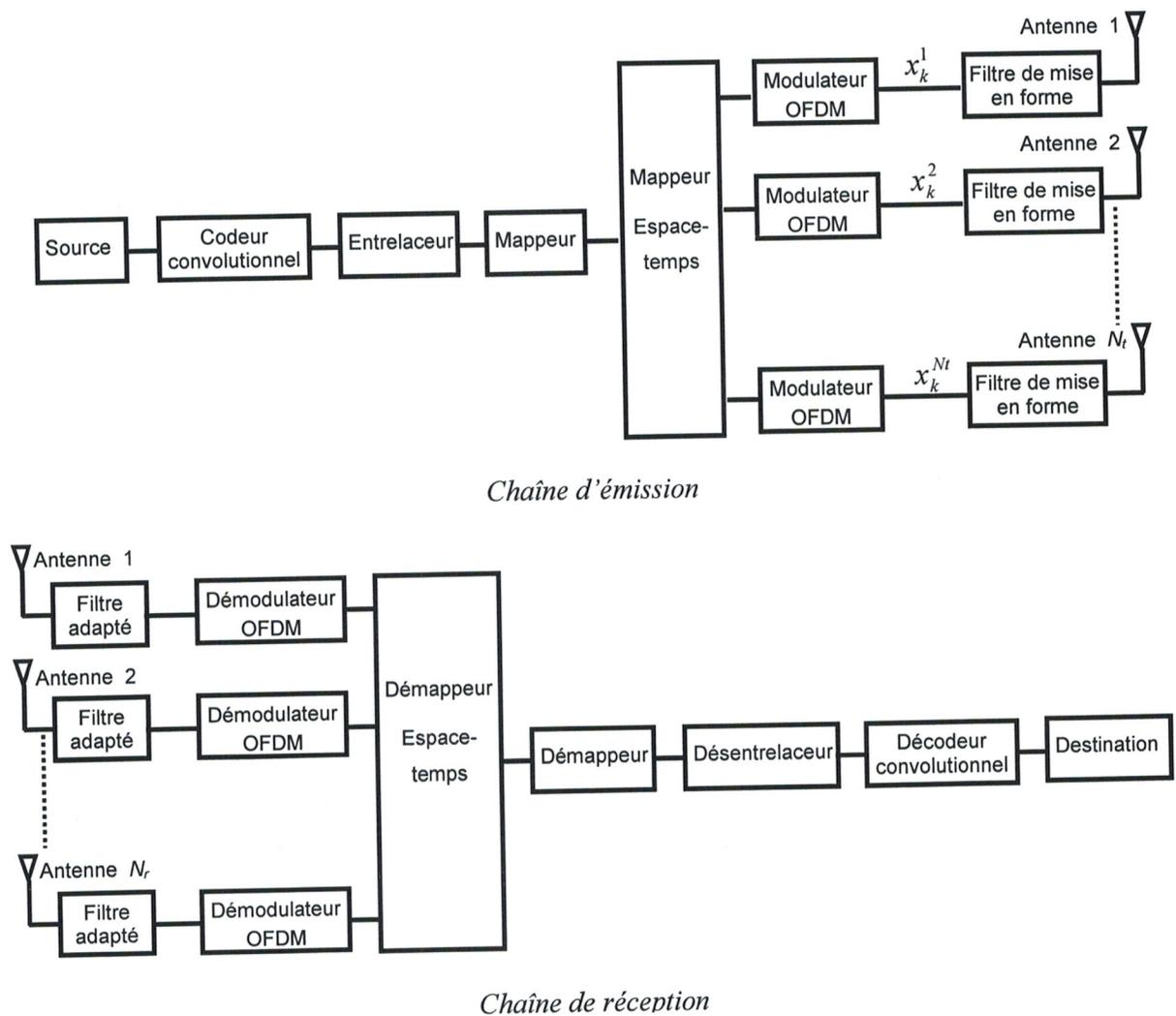


Figure III-1 Le système de transmission MIMO/OFDM

Dans ce qui suit, nous décrivons le parcours suivi par le message depuis sa génération par la source jusqu'à sa destination [24] :

1. le message généré par la source est d'abord transformé en une séquence binaire. Idéalement nous désirons avoir le minimum de bits possible. Cette opération de conversion d'un signal analogique en un signal numérique est assurée par un processus de compression appelé le codeur source. Dans toute la thèse, le codeur source n'est pas pris en compte lors de l'étude des performances des systèmes MIMO. Ainsi la chaîne de transmission se délimite par le codeur canal et le décodeur canal de part et d'autre du canal de transmission;
2. la séquence binaire résultante est ensuite passée au codeur canal. Le but du codeur canal est de la protéger contre les effets du canal (bruits, interférences, etc.). Ainsi, le codeur introduit d'une façon contrôlée des bits de redondance qui peuvent être utilisés au niveau du récepteur. Dans notre application, le codeur canal considéré est un codeur convolutionnel de rendement  $1/2$ . Ensuite, la séquence binaire passe à travers un entrelaceur afin que la transmission soit plus robuste aux atténuations en bloc (*block fading*) du canal;
3. la séquence binaire entrelacée passe à travers un modulateur numérique. Ce dernier associe à chaque séquence de  $b$  bits un symbole complexe selon une constellation de taille  $2^b$ . Par exemple, nous citons la modulation binaire à décalage de phase dite (BPSK), la modulation à décalage de phase en quadrature (QPSK), la modulation d'amplitude en quadrature (QAM);
4. les symboles complexes sont par la suite mappés afin qu'ils soient transmis sur les  $N_t$  antennes de transmission et à travers les ressources orthogonales du canal. Comme le système MIMO étudié considère la modulation OFDM, nous disposons à l'entrée du canal de  $M_{N_t}$  échantillons à émettre, ainsi l'utilisation d'un modulateur spatio-temporel s'avère une bonne idée afin de profiter des ressources en espace, temps et fréquence présentes. Le paragraphe III.7.5 explique comment appliquer le code spatio-temporel à un système à antennes multiples utilisant la modulation OFDM;
5. finalement, les symboles passent à travers le modulateur OFDM avant d'être filtrés par le filtre limiteur de bande (passe bande);
6. le signal analogique résultant est transmis à travers le canal radio, où il se trouve affecté par les atténuations dues aux réflexions et aux réfractions du signal dans le milieu de propagation;
7. à la réception, le récepteur à antennes multiples est constitué d'un filtre adapté au filtre

limiteur de bande (passe bande) utilisé à l'émission, du démodulateur OFDM, du décodeur spatio-temporel, du démodulateur numérique, du décodeur canal et du décodeur source.

### III.3 Codes convolutionnels

Les codes en bloc sont souvent qualifiés de codes *sans mémoire* puisque les blocs successifs sont codés de manière indépendante. Les codes convolutionnels par contre sont dits *avec mémoire*: le codage d'un bloc est fonction des blocs précédents [25].

Un code convolutionnel  $(n, k, m)$  génère  $n$  bits codés pour chaque série de  $k$  bits d'information. A un instant donné, les  $n$  sorties du codeur dépendent non seulement des  $k$  bits en entrée mais également des  $m$  blocs précédents.  $m$  est appelée la mémoire du codeur,  $K=m+1$  la longueur contrainte et  $R = k/n$  le taux de code.

#### III.3.1 Encodage des codes convolutionnels

La figure III-2 montre un encodeur convolutionnel de taux  $R = 1/2$ . Le flux binaire de données  $(x_0, x_1, x_2, \dots)$  est envoyé dans un registre à décalage de  $m$  éléments. Les séquences de sortie  $y^{(1)} = (y_0^{(1)}, y_1^{(1)}, y_2^{(1)}, \dots)$  et  $y^{(2)} = (y_0^{(2)}, y_1^{(2)}, y_2^{(2)}, \dots)$  contiennent chacune un bit codé pour chaque bit de donnée, d'où le taux de code  $R = 1/2$ . Chaque sortie est le résultat de l'addition modulo 2 ( $\oplus$ ) du bit d'entrée avec certains éléments du registre à décalage. Ces éléments sont déterminés par les séquences génératrices de l'encodeur. La séquence génératrice  $g_i^{(j)}$  est la réponse impulsionnelle obtenue à la  $j^{\text{ème}}$  sortie de l'encodeur en appliquant un 1 suivi de 0 à la  $i^{\text{ème}}$  entrée [25]. Puisque l'encodeur de l'exemple ne possède qu'une seule entrée, ses séquences génératrices sont :

$$g^{(1)} = (111) = 7_{(octal)} \quad (III-1)$$

$$g^{(2)} = (101) = 5_{(octal)}$$

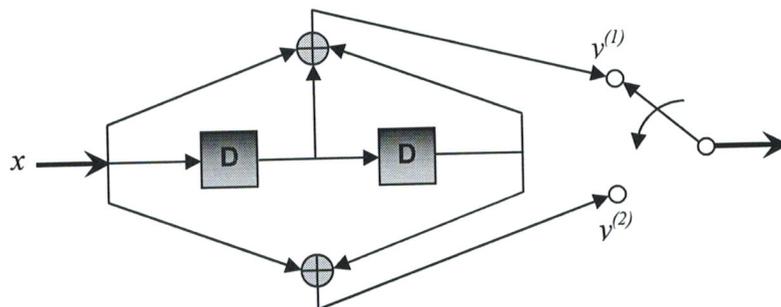


Figure III-2 Encodeur convolutionnel  $(7, 5)_8$ .

On observe que les 1 correspondent à une connexion et les 0 à une absence de connexion. Par simplicité, les séquences génératrices sont souvent représentées en octal. Pour l'exemple traité, la représentation octale est (7, 5).

Dans la représentation binaire, les séquences génératrices forment une matrice dont le nombre de lignes équivaut au nombre de sorties de l'encodeur. Le nombre de colonnes de la matrice d'encodage correspond à la longueur contrainte, définie comme le nombre maximum de bits pouvant être affectés à une sortie par un bit en entrée [25, 26]. Pratiquement, la longueur contrainte du code correspond à la longueur du plus long registre à décalage +1, [27].

$$K = 1 + \max_i m_i \quad (\text{III-2})$$

où  $m_i$  est le nombre d'éléments mémoire du  $i^{\text{ème}}$  registre à décalage. La sortie d'un encodeur à une entrée s'exprime en termes de séquences génératrices par [25]:

$$y_i^{(j)} = \sum_{l=0}^m x_{i-l} g_l^{(j)} \quad (\text{III-3})$$

Ainsi, la sortie est en fait une convolution discrète de l'entrée et de la réponse impulsionnelle  $g$ , d'où le nom de *codes convolutionnels* :

$$y^{(j)} = x \otimes g^{(j)} \quad (\text{III-4})$$

L'équation (III-3) généralisée à un encodeur de  $k$  entrées devient :

$$y_i^{(j)} = \sum_{l=0}^{k-1} \sum_{l=0}^m x_{i-l}^{(l)} g_{i,l}^{(j)} \quad (\text{III-5})$$

Un code convolutionnel est dit systématique si les bits d'entrée figurent inchangés dans la séquence de sortie, ce qui n'est pas le cas du codeur illustré par la figure III-2. Les meilleurs codes convolutionnels sont non systématiques, cependant leur implémentation est légèrement plus complexe.

### III.3.2 Analyse des codes convolutionnels

L'analyse des codes convolutionnels peut être réalisée via un treillis [25], une extension du diagramme d'états explicitant l'évolution temporelle. Le treillis correspondant au codeur de l'exemple précédent est présenté sur la figure III-3. Il part de l'état 0 au temps 0. Il a  $(L + m)$  niveaux où  $L$  est la longueur de la séquence d'entrée.

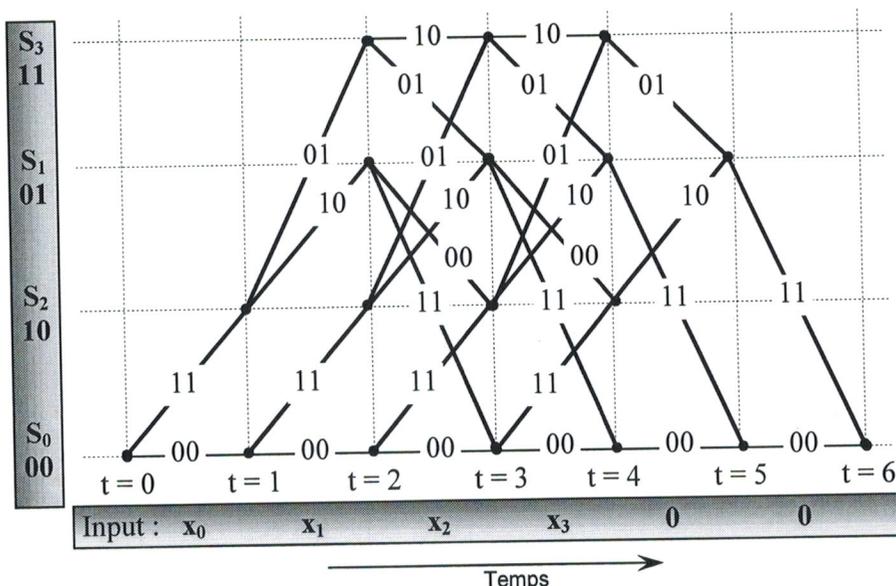


Figure III-3 Schéma en treillis du codeur  $(7, 5)_8$ .

Sur la figure III-3, on a considéré  $L = 4$ . Puisque  $m = 2$ , il y a 6 niveaux et  $2^m = 4$  noeuds à chaque niveau du treillis. Si l'encodeur a  $k$  entrées (ici  $k = 1$ ),  $2^k$  branches quittent chaque noeud. Il y a aussi  $2^k$  branches arrivant à chaque noeud à partir du temps  $t = m$  jusqu'au temps  $t = L$ . Le diagramme montre les bits de sortie pour chaque transition. Partant de l'état 0 au temps  $t = 0$ , le treillis montre que le codeur ne peut atteindre que deux états au temps  $t = 1$ : l'état  $S_0$  si  $x_0 = 0$  produisant ainsi les bits codés "00" ou l'état  $S_2$  si le bit d'entrée est  $x_0 = 1$  produisant alors les bits "11" en sortie. A partir de l'instant  $t = 4$ , les entrées sont des bits de terminaison. Ainsi, à partir de chaque état, le treillis suit seulement les chemins associés aux entrées 0. Finalement, tous les chemins se terminent à l'état 0 [27, 25].

### III.3.3 Décodage des codes convolutionnels : l'algorithme de Viterbi

L'algorithme de Viterbi tire parti des avantages de la structure en treillis pour réduire la complexité de décodage des codes convolutionnels [26]. Soit une séquence d'information  $x$  produisant un mot-code  $y$  dont la version reçue au récepteur, et éventuellement corrompue par le canal, est notée  $r$ . On considère un code convolutionnel de taux  $1/n$  et une séquence en entrée de longueur  $L$ .

#### III.3.3.1 Notion de métrique

L'algorithme de Viterbi est un algorithme de décodage au sens du maximum de vraisemblance produisant une estimée  $y'$  maximisant la probabilité  $p(r|y')$ . Nous faisons l'hypothèse d'un canal sans mémoire, ce qui signifie que le bruit affectant un bit particulier est indépendant du bruit affectant les autres bits reçus. Cette hypothèse simplifie l'expression de la probabilité  $p(r|y')$  d'une probabilité jointe sur tous les événements en un produit des probabilités des événements individuels puisque ceux-

ci sont indépendants [25]:

$$\begin{aligned} p(r | y') &= \prod_{i=0}^{L+m-1} \left[ p(r_i^{(0)} | y_i^{(0)}) p(r_i^{(1)} | y_i^{(1)}) \dots p(r_i^{(n-1)} | y_i^{(n-1)}) \right] \\ &= \prod_{i=0}^{L+m-1} \left( \prod_{j=0}^{n-1} p(r_i^{(j)} | y_i^{(j)}) \right) \end{aligned} \quad (\text{III-6})$$

Le produit interne dans (III-6) correspond aux  $n$  blocs de sortie tandis que le produit externe est relatif aux bits individuels des blocs. L'équation (III-6) est la fonction de vraisemblance de  $y'$ . On constate que cette fonction est constituée d'une série de multiplications dont l'évaluation peut s'avérer complexe. Maximiser une fonction équivaut à maximiser son logarithme (fonction monotone croissante); *i.e.* l'estimée  $y'$  maximisant  $p(r|y')$ , maximise également  $\log p(r|y')$ . En prenant le logarithme des deux membres de (III-6) nous avons :

$$\log p(r | y') = \sum_{i=0}^{L+m-1} \left( \sum_{j=0}^{n-1} \log p(r_i^{(j)} | y_i^{(j)}) \right) \quad (\text{III-7})$$

Les arguments de (III-7) sont convertis en une forme aisément manipulable, les *métriques* de bits données par [25]:

$$M(r_i^{(j)} | y_i^{(j)}) = a \left[ \log p(r_i^{(j)} | y_i^{(j)}) + b \right] \quad (\text{III-8})$$

où  $a$  et  $b$  sont choisis de telle façon que les métriques soient des petits entiers négatifs optimaux pour des circuits logiques digitaux. Les métriques sont en fait les distances de Hamming entre chaque bit de sortie sur une branche particulière du treillis et les bits reçus pour chaque niveau du treillis. La somme de ces métriques sur chacune des branches est appelée métrique de branche [26]. La métrique de chemin d'un mot-code  $y'$  est alors calculée sur base de (III-8) par :

$$M(r | y') = \sum_{i=0}^{L+m-1} \left( \sum_{j=0}^{n-1} M(r_i^{(j)} | y_i^{(j)}) \right) \quad (\text{III-9})$$

Si  $a$  est réel et positif et  $b$  simplement réel, alors le mot-code  $y'$  qui maximise  $p(r|y')$  maximise aussi  $M(r|y')$ . La  $k^{\text{ème}}$  métrique partielle de chemin est calculée en sommant les métriques de branche des  $k$  premières branches traversées par le chemin.

L'algorithme de Viterbi part du treillis de la figure III-3 et commence par assigner des valeurs à chaque noeud du treillis. Ces valeurs sont les métriques partielles de chemin de tous les chemins traversés jusqu'à atteindre un noeud particulier. S'il y a plus d'un chemin atteignant un noeud, la valeur assignée est la plus petite métrique parmi les différents chemins atteignant le noeud. Ce chemin

est appelé le chemin *survivant*. Si les métriques de tous les chemins entrant sont égales, le survivant est choisi de manière aléatoire. De façon similaire, chacun des noeuds du treillis est étiqueté avec sa métrique de chemin et les survivants à chaque noeud d'un niveau du treillis sont marqués. Ce processus est appelé le *trace-forward*. Le processus de *trace-back* ne commence que lorsque le dernier niveau du treillis est atteint. Partant de l'état 0 au temps  $t=L+m$ , le *trace-back* consiste à remonter le treillis par les chemins survivants. Puisque chaque noeud a seulement un survivant, le processus détermine un chemin unique  $ML^2$ . L'estimation finale des données envoyées est réalisée en suivant le chemin tracé [25, 26].

### III.3.3.2 Implémentation de l'algorithme de Viterbi

L'algorithme de Viterbi peut être décrit comme la répétition d'une triple opération Ajout, Comparaison, Sélection (ACS). Les étapes de l'implémentation sont reprises ci-dessous.  $M_{i,t}$  dénote la métrique de chemin partielle à l'état  $i$  et au temps  $t$ .

1. Placement des bits du mot-code reçu sous chaque niveau du treillis.
2. Conditions initiales : au temps  $t = 0$ ,  $M_{0,t} = 0$  et  $M_{i,t} = \infty \quad \forall i = 1, \dots, N-1$ .
3. Passage au niveau suivant du treillis (incrémenter  $t$ ).
4. Pour chaque état  $i$ , calculer les métriques de branche arrivant au noeud correspondant à l'état.
5. Triple opération ACS :
  - a/ Ajout de la métrique de branche à la métrique de chemin partielle (calculée durant l'étape précédente) de l'état dont la branche est originaire.
  - b/ Puisque chaque noeud aura deux branches émanant des différents états précédents, comparer les métriques partielles des deux branches arrivant à chaque état.
  - c/ Sélection de la branche survivante, celle dont la métrique partielle est la plus petite.
6. Si  $t < L$ , répéter (5) pour chaque état et retourner au point (3) après traitement de tous les états.
7. Si  $t = L$ , partir de l'état 0 remonter le treillis par les chemins survivants entrant dans chaque état. Cette opération donne lieu à un chemin unique  $ML$  et l'estimée  $y'$  est donnée par les entrées correspondant à chacune des sections du treillis [25].

<sup>2</sup>  $ML$  : Maximum Likelihood (Maximum de vraisemblance)

Pour bien saisir le principe de cet algorithme considérons l'exemple suivant [26]: Supposons que la séquence à l'entrée du codeur convolutionnel (figure III-2) soit 1001. En faisant l'hypothèse que le codeur est dans l'état  $S_0 = 00$  à l'instant initial ( $t = 0$ ), la séquence correspondante en sortie du codeur est 11 10 11 11. Considérons un canal introduisant une erreur en position 3. Sous cette hypothèse, la séquence à l'entrée du décodeur est 11 00 11 11. L'algorithme de Viterbi se déroule comme suit (figure III-4).

A l'instant  $t = 0$  nous avons deux branches qui partent de l'état  $S_0 = 00$  et qui sont respectivement à la distance 2 et 0 du premier couple binaire reçu (11). Reportons ces deux distances appelées *métriques de branche* sur la figure III-4a (les branches en pointillés correspondent à la présence d'un élément binaire d'information égal à 0 et les branches en trait plein, correspondent à un élément binaire égale à 1).

A l'instant  $t = 1$  évaluons de nouveau la distance entre le deuxième couple reçu (00) et les quatre branches qui partent deux à deux des états  $S_0 = 00$  et  $S_2 = 10$ , puis reportons ces quatre métriques de branche sur le graphe de la figure III-4b. Nous avons désormais quatre chemins qui permettent d'accéder en  $t = 2$  aux quatre états possibles du codeur. En sommant les métriques de branche appartenant à un même chemin, nous obtenons une métrique cumulée par chemin. Ces *métriques cumulées*, respectivement égales à 2, 1, 4 et 1, sont une *mesure de la vraisemblance* de ces quatre chemins

L'algorithme de Viterbi commence véritablement à l'instant  $t = 2$  puisqu'il existe désormais deux chemins qui convergent vers chaque noeud du treillis. L'algorithme se déroule en trois étapes: calcule des métriques de branche puis des métriques cumulées pour chaque chemin atteignant en  $t = 3$  un noeud donné du treillis; la troisième étape de l'algorithme consiste à retenir en chaque noeud de survivant, c'est-à-dire le chemin dont la métrique cumulée est la plus faible [27]. Ainsi, par exemple, le survivant en  $t = 3$  qui permet d'accéder à l'état  $S_0 = 00$  provient de l'état  $S_1 = 01$ . En  $t = 2$ , le chemin provenant de l'état  $S_0 = 00$  est donc abandonné.

A l'instant  $t = 4$ , on procède de la même façon, et finalement le chemin le plus vraisemblable est celui qui arrive à l'état  $S_2 = 10$ . Sa métrique cumulée étant de 1, il est donc à la distance 1 de la séquence reçue (11 00 11 11). En remontant le treillis de la droite vers la gauche, on peut voir que la séquence la plus vraisemblable est celle qui part de l'état  $S_0 = 00$  en  $t = 0$  et qui converge vers l'état  $S_2 = 10$  en  $t = 4$  (chemin en bleu sur la figure III-4d). Elle correspond à une séquence à l'entrée du codeur égale à (1001). L'erreur en position 3 est donc corrigée.

Notons que les deux chemins qui convergent en  $t = 4$  vers l'état  $S_1 = 01$  possèdent des métriques cumulées identiques, le survivant est alors choisi de façon arbitraire entre ces deux chemins. Cette situation se retrouve aussi en  $t = 4$  pour l'état  $S_3 = 11$ .

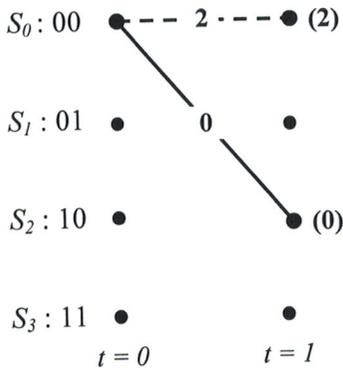


Figure III-4 a

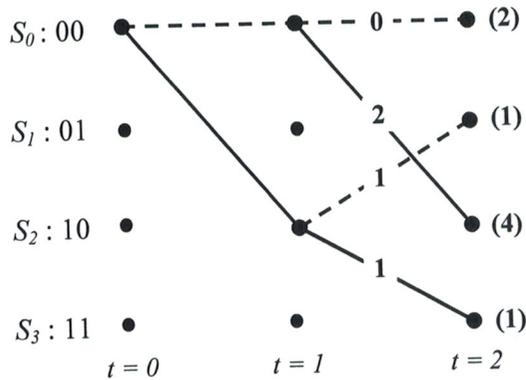


Figure III-4 b

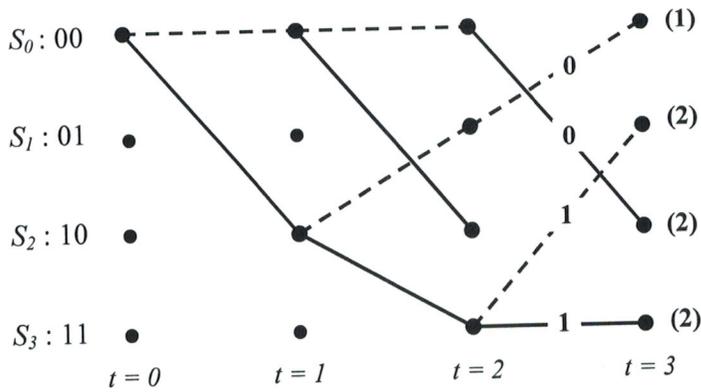


Figure III-4 c

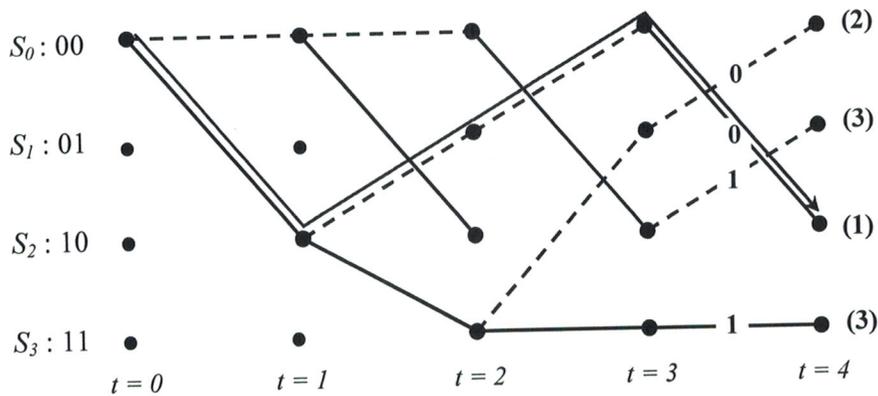


Figure III-4 d

Figure III-4 Déroulement de l'algorithme de Viterbi.

Les survivants en bleu.



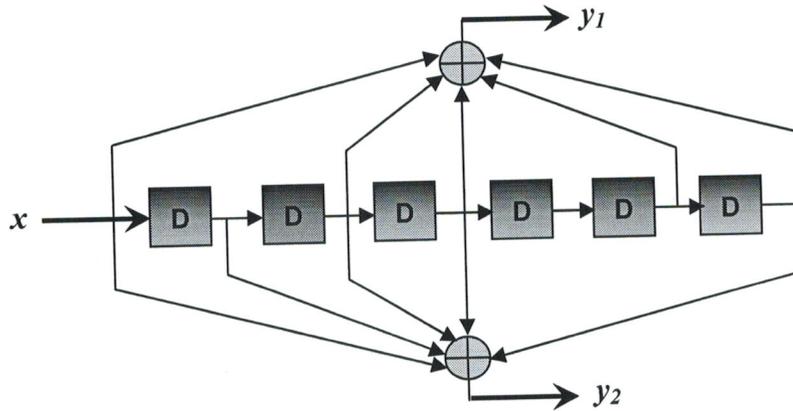


Figure III-6 Codeur convolutionnel (133, 171)<sub>8</sub>.

### III.4 Entrelacement

Les codes convolutionnels sont conçus pour corriger des erreurs indépendantes. Or, en présence de canaux sélectifs en fréquence, ces erreurs ne sont plus indépendantes, mais arrivent souvent par blocs. Donc si une porteuse est fortement atténuée, ses voisines le seront généralement également. Il en résulte des erreurs groupées, difficiles à corriger par un code convolutionnel [25].

Une méthode intéressante pour résoudre ce problème est d'entrelacer les données codées de manière à rendre les erreurs indépendantes [16, 27]. Les données codées sont réordonnées par l'entrelaceur et transmises sur le canal. Au récepteur, après la démodulation, le désentrelaceur réordonne les symboles reçus et les transmet au décodeur. On constate bien une distribution uniforme des erreurs, elles n'arrivent plus en blocs, mais de façon indépendante.

Un entrelaceur peut être conçu en une structure matricielle [28]. La figure III-7 présente cette structure. Dans ce schéma matriciel, à l'entrelacement, les données sont écrites ligne après ligne dans la matrice et lues colonne par colonne. Lors du désentrelacement, les données sont également écrites ligne par ligne et lues colonne par colonne, mais la taille de la matrice correspond à celle de la matrice d'entrelacement transposée.

Mathématiquement, nous avons une matrice d'entrelacement de  $m$  lignes et de  $n$  colonnes et par conséquent, pour une matrice de désentrelacement de  $n$  lignes et  $m$  colonnes [28]:

$$\begin{aligned} \text{Entrelacement : } & i = m(k \bmod n) + \lceil k/n \rceil \\ \text{Désentrelacement : } & k = n.i - (m.n - 1)\lceil i/m \rceil \end{aligned} \quad (\text{III-10})$$

où l'indice  $i$  désigne la position du bit (ou du symbole) après l'entrelaceur (avant le désentrelaceur) et  $k$  la position avant entrelacement (après désentrelacement).

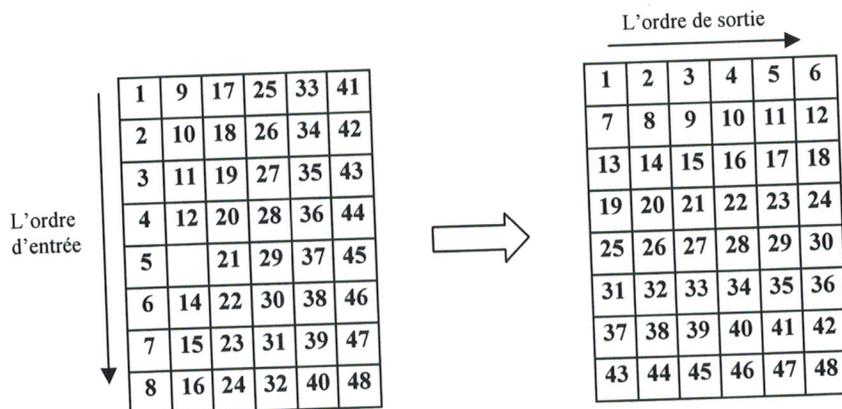


Figure III-7 Structure de l'entrelaceur matriciel.

### III.5 Modulation Numérique

Nous présentons dans ce paragraphe les concepts de la modulation numérique utilisés dans notre système et dans beaucoup de systèmes actuels de communication. Les techniques décrites incluent la modulation binaire à décalage de phase dite (BPSK), la modulation à décalage de phase en quadrature (QPSK) et la modulation d'amplitude en quadrature (QAM) et comment ces techniques peuvent être employées pour augmenter la capacité et la vitesse d'un réseau sans fil [29]. Ces techniques de modulation sont la base des communications pour des systèmes comme des modems câblés, les modems de DSL, 3G, (IEEE 802.11x) et WiMAX. Dans ce travail, nous avons fait le choix d'utiliser les trois types de modulation BPSK, QPSK, QAM.

#### III.5.1 Ondes porteuses

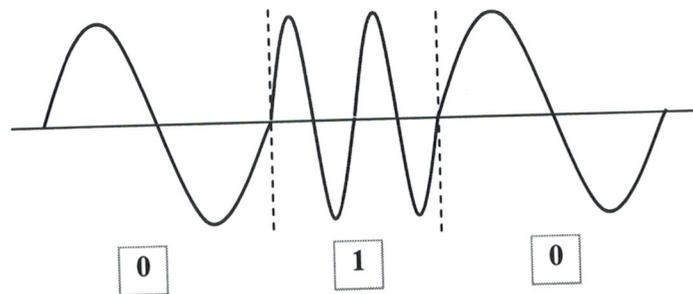
Les ondes radio sont des ondes électromagnétiques qui se déplacent à la vitesse de la lumière dans la forme d'une onde sinusoïdale et peuvent être employées pour moduler un message à grande distance. Elles peuvent avoir différentes fréquences qui décrivent rapidement comment elles se déplacent à travers ce qu'est mesuré dans les cycles par seconde ou par hertz. Les ondes porteuses de différentes fréquences ont différentes propriétés. Par exemple, les ondes lumineuses sont visibles à l'œil, mais ne peuvent pas traverser les murs. Les ondes radio (particulièrement ceux d'une plus basse fréquence) peuvent pénétrer des murs et des bâtiments aussi bien que le recourbement (diffraction) autour des coins [1, 9].

#### III.5.2 Modulation

La modulation est le processus par lequel une onde porteuse peut porter le message ou le signal numérique (série de uns et de zéros). Il y a trois méthodes de base à ceci: décalage d'amplitude, de fréquence et de phase. Les ordres supérieurs de la modulation nous permettent pas de coder plus de bits par symbole ou par période (temps).

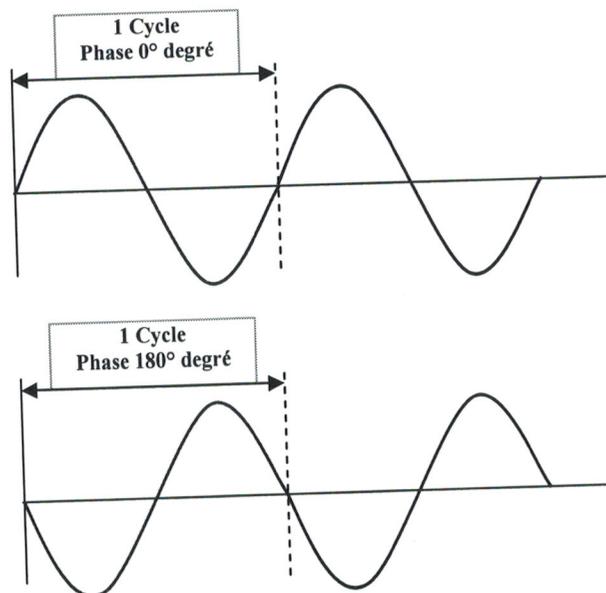
Le décalage d'amplitude (ASK : Amplitude Shift Keying), implique d'augmenter l'amplitude (puissance) de l'onde avec le pas du signal numérique (en d'autres termes, bas = 0, haut = 1) et il est utilisée dans la radio AM.

Le décalage de fréquence (FSK : Frequency Shift Keying), change la fréquence avec le pas du signal numérique. Les systèmes qui emploient cette modulation (radiodiffusion FM) tendent à être plus résilients pour le bruit, puisque le bruit change habituellement l'amplitude du signal. Sur la figure III-8, les différents bits sont représentés par les différentes fréquences qui peuvent alors être détectées par un récepteur.



**Figure III-8** Modulation à décalage de Fréquence (FSK)

La modulation par Décalage (déplacement) de phase (PSK : Phase Shift Keying), change la phase de la porteuse avec le pas du message numérique. Pour une modulation binaire à décalage de phase (BPSK), chaque symbole pourrait indiquer deux états différents ou un bit par symbole (en d'autres termes,  $0^\circ = 0$ ,  $180^\circ = 1$ ). Sur la figure III-9, la deuxième onde est décalée par moitié de période ou 180 degrés. Le récepteur peut identifier ce décalage, indiquant en numérique un (1) ou zéro (0).



**Figure III-9** Modulation à décalage de phase (PSK).

La modulation QPSK ajoute deux phases supplémentaires: 90° et 270° degrés. Maintenant deux symboles par bit peuvent être transmis. La phase de chaque symbole est comparée relativement au symbole précédent; ainsi, s'il n'y a aucun déphasage (0° degrés), les bits "00" sont représentés. S'il y a un déphasage de 180° degrés, les bits "11" sont représentés.

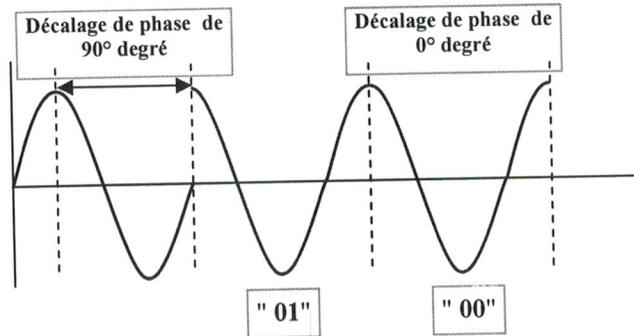


Figure III-10 Modulation à décalage de phase en quadrature (QPSK)

Symbole	Décalage de phase
00	0 degré
01	90 degrés
11	180 degrés
10	270 degrés

Tableau III.1 Modulation QPSK

Les modulations ASK et PSK peuvent être combinées pour créer la modulation d'amplitude en quadrature (QAM : Quadrature Amplitude Modulation) où la phase et l'amplitude sont changées. Le récepteur reçoit alors ce signal modulé, détecte les décalages (en Amplitude et en phase) et démodule le signal de nouveau dans le flux de données original.

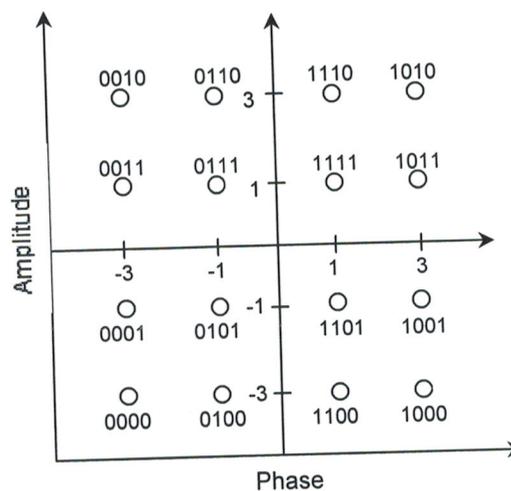


Figure III-11 Modulation d'amplitude en Quadrature 16-QAM

Sur la figure III-11 montrant la constellation d'une modulation 16-QAM, chaque symbole peut être maintenant représenté par quatre bits au lieu des deux bits par symbole avec QPSK [30]. Chaque point indique que une amplitude et une phase uniques de l'onde (par exemple, le point (1.1) indique une phase de 90 degrés et une amplitude de 1.

### III.5.3 Modulation Adaptative

Les différentes modulations citées nous permettent d'envoyer plus de bits par symbole et de réaliser ainsi des sorties (débits binaires) plus élevées ou d'améliorer des efficacités spectrales. Cependant, on doit également noter qu'en utilisant une technique de modulation telle que 64-QAM, des meilleurs rapports signal/bruit (SNR : Signal to Noise Ratio) sont nécessaires pour dépasser n'importe quelle interférence et pour maintenir un certain rapport d'erreur de bit (BER : bit Error Ratio) [29, 30].

L'utilisation de la modulation adaptative permet à un système sans fil de choisir la modulation d'ordre le plus élevé selon les conditions du canal. On peut voir une évaluation générale des conditions du canal requis pour différentes techniques de modulation. A mesure que l'on augmente la portée, on dégrade vers le bas aux modulations inférieures (c-à-d, BPSK), mais en tant que tu es dans un environnement indoor étroit tu peux utiliser des modulations d'ordre plus supérieur comme la QAM pour augmenter le débit. En outre, la modulation adaptative permet au système d'éliminer l'interférence d'évanouissement et autres.

QAM, QPSK et BPSK sont des techniques de modulation utilisées dans IEEE 802.11a (Wi-Fi 5). Les signaux modulés sont alors démodulés au récepteur où le message numérique original peut être récupéré. L'utilisation de la modulation adaptative permet à des technologies sans fil d'optimiser le débit binaire, rapportant des capacités plus élevées tout en couvrant également de longues distances [16, 28].

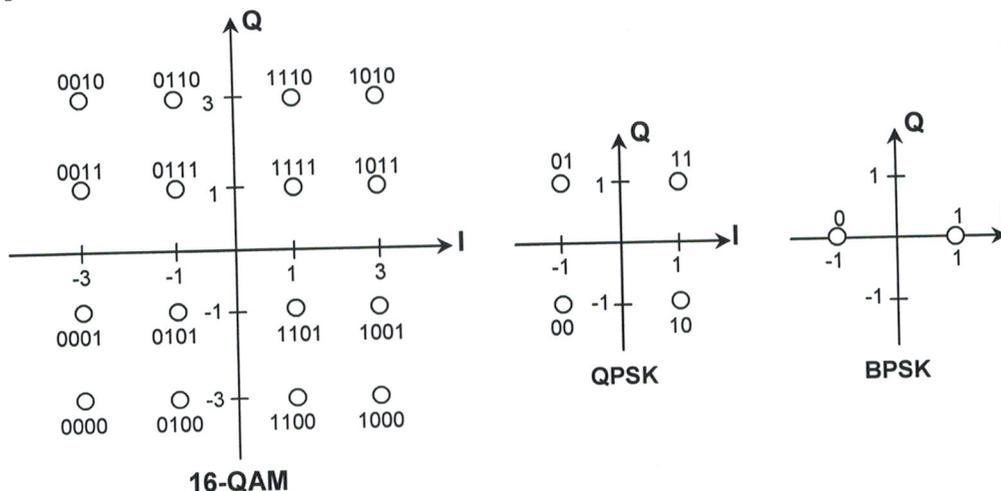


Figure III-12 Code Gray pour les constellations 16QAM, QPSK et BPSK

Dans notre travail, nous avons fait le choix d'utiliser un codage de Gray avec des constellations carrées. La figure III-12 montre les constellations BPSK, QPSK, et 16-QAM. En faisant l'hypothèse que tous les points de la constellation sont équiprobables [25], cette figure montre l'exemple du codage de Gray pour les constellations précitées.

### III.6 Modulation OFDM

Les canaux à trajets multiples dégradent les performances des systèmes de communication radio. Néanmoins les travaux menés sur ces canaux durant les deux dernières décennies ont montré que les canaux à trajets multiples peuvent offrir de plus grands débits en utilisant des récepteurs adéquats, capables d'exploiter leurs propriétés. Ces récepteurs peuvent utiliser plusieurs techniques dont les techniques OFDM basées sur le multiplexage spatial. Ils ont été proposés récemment comme des techniques pouvant tirer profit de la diversité spatiale et de la diversité fréquentielle sur les canaux à large bande MIMO avec évanouissements, sans avoir besoin d'une connaissance préalable du canal au niveau du récepteur [24]. L'utilisation de l'OFDM est motivée principalement par la capacité de cette technique à transformer un canal MIMO à évanouissement en un ensemble de canaux à bande étroite, caractérisés par une simple atténuation [23, 24]. Dans ce qui suit, l'étude portera sur la représentation en temps discret des signaux OFDM en bande de base. Pour plus de détails sur la transmission utilisant la modulation OFDM et les problèmes de pré-codages qui lui sont liés, le lecteur peut se référer aux références [31, 32]. La figure III.13 présente un émetteur OFDM classique qui fera l'objet du paragraphe suivant :

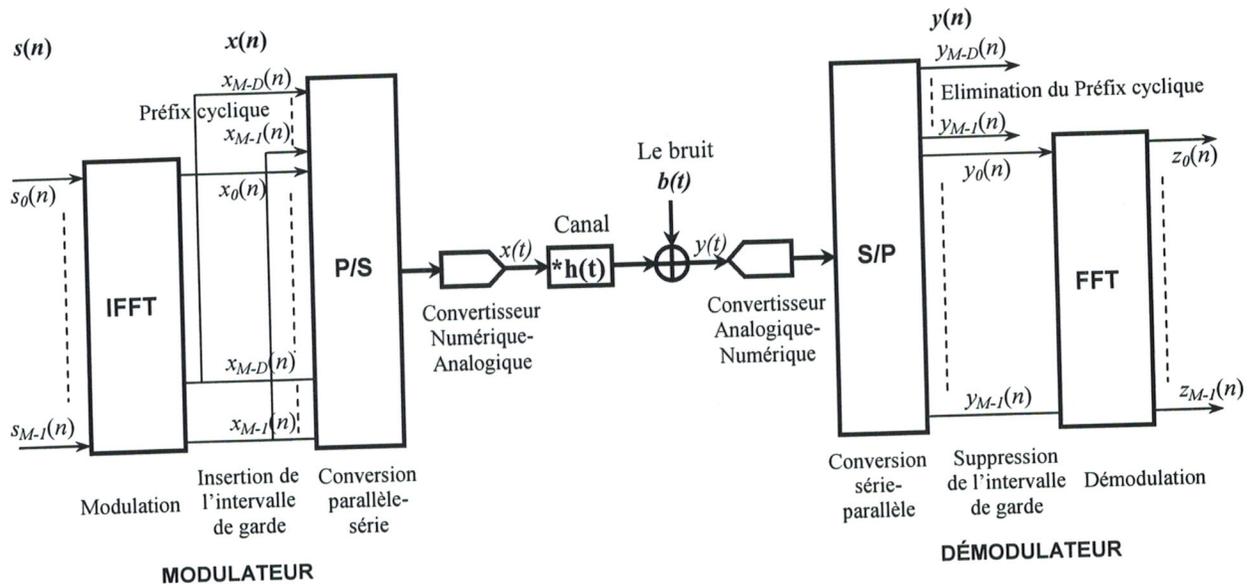


Figure III.13 Modulation/Démodulation OFDM

Nous considérons d'abord une transmission sans bruit. La séquence de bits est divisée en  $M$  sous-flux, chaque flux est acheminé sur une porteuse. Les données sont alors transmises par blocs de

taille  $M$ ,  $\mathbf{s}(n) = [s_0(n), \dots, s_k(n), \dots, s_{M-1}(n)]^T$  est la représentation du  $n^{\text{ème}}$  symbole OFDM,  $k \in [0.. M-1]$  étant l'indice des porteuses au sein de ce bloc. Chaque symbole OFDM est obtenu à la suite de deux opérations [24]:

- pré-codage par une matrice de Fourier inverse (FFT- Inverse) qui permet d'obtenir le symbole dans le domaine temporel  $\mathbf{x}(n) = [x_0(n), \dots, x_k(n), \dots, x_{M-1}(n)]^T$  à partir de son image dans le domaine fréquentiel;
- ajout d'un intervalle de garde: Cet intervalle est rempli par les  $D$  derniers échantillons de  $\mathbf{x}(n)$  ajoutés au début du bloc, donnant le vecteur  $[x_{M-D}(n), \dots, x_{M-1}(n), x_0(n), \dots, x_k(n), \dots, x_{M-1}(n)]^T$ . Il s'agit d'une extension cyclique du symbole temporel. Sa taille doit être supérieure à la longueur de la réponse impulsionnelle du canal.

Le rajout du préfixe cyclique à chaque symbole OFDM transforme la convolution, résultante du passage à travers un canal à trajets multiples, en une convolution circulaire. Après une conversion parallèle-série et une conversion digitale-analogique, le signal est envoyé à travers un canal sélectif en fréquence [25].

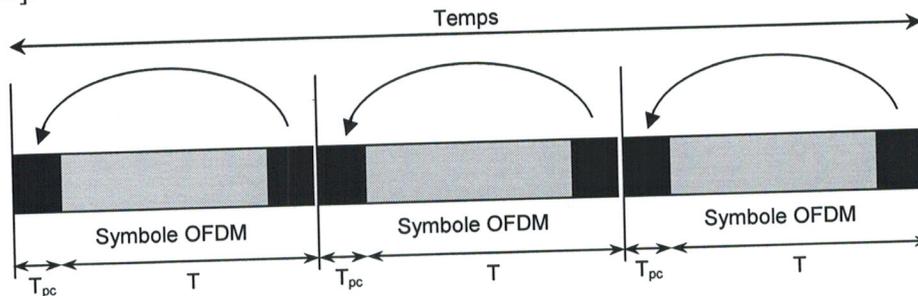


Figure III.14 Représentation temporelle de l'OFDM.

Le nombre de bits codés par chaque symbole OFDM ( $N_{CBPS}$ ) à la sortie de l'entrelacement est converti en 48 nombres complexes par la fonction du mappeur pour le type choisi de modulation. Par conséquent, chaque nombre complexe représente le nombre de bits codés par sous-porteuse  $N_{BPSC}$  à la sortie de l'entrelacement.

Avant que les nombres complexes soient traités par les 64 porteuses (par une opération IFFT), quatre nombres complexes représentant les signaux pilotes sont insérés et le totale de 52 nombres complexes sont prolongés à 64 entrées complexes à l'opération IFFT [28]. Les quatre nombres complexes pour les signaux pilotes peuvent être insérés d'un ordre prédéfini. La figure III-15 illustre la composition des 64 entrées complexes à l'opération IFFT [28].

L'opération IFFT à exécuter est basée sur l'équation suivante [31, 32]:

$$x(n) = \frac{1}{64} \sum_{k=0}^{63} X(k) W_{64}^{-kn} \quad (\text{III-11})$$

où  $X(k)$  et  $x(n)$  sont respectivement les nombres complexes avant et après l'opération IFFT,  $j^2 = -1$ , [32] avec :

$$W_{64}^{-kn} = e^{j2\pi nk/64} \tag{III-12}$$

Finalement, les 64 sorties complexes de l'opération IFFT sont prolongées pour former un vecteur de 80 nombres complexes en copiant les 16 dernières sorties complexes comme intervalle de garde avant la première sortie de IFFT [28].

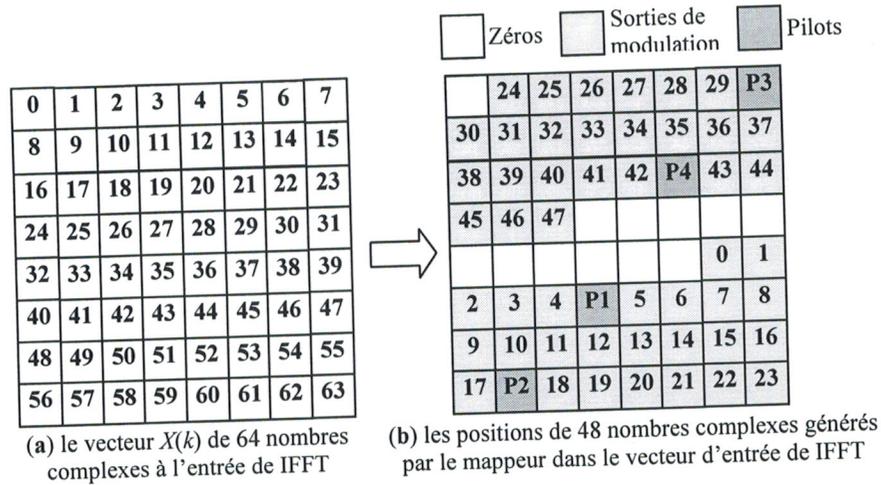


Figure III-15 La composition des l'entrées de l'opération IFFT

Le récepteur applique les opérations inverses de celles de l'émetteur, à savoir une conversion analogique-numérique et une opération de FFT [24, 25].

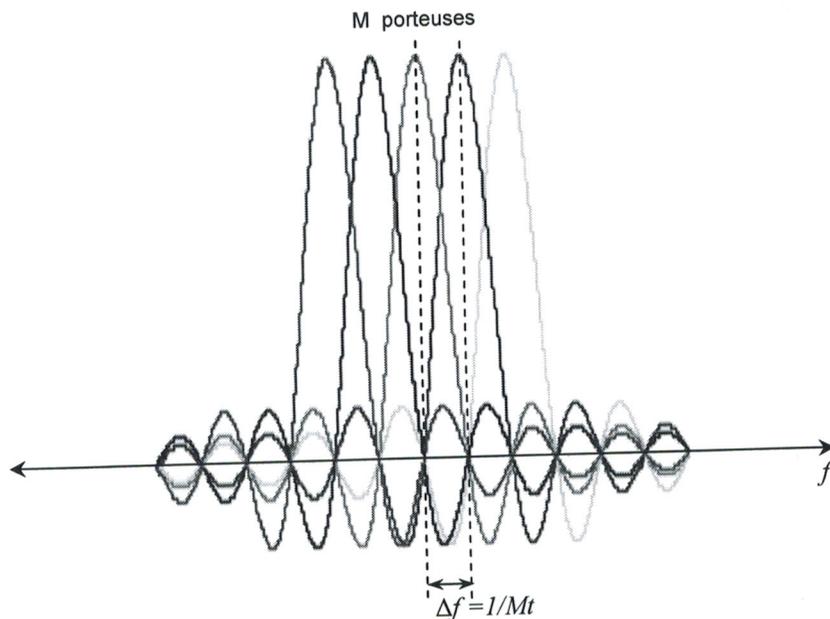


Figure III.16 Représentation fréquentielle de l'OFDM (M=5).

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.

A la base, les codes spatio-temporels sont principalement conçus pour les canaux non-sélectifs en fréquence [24]. Cependant, les futurs systèmes sans fil 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. La tendance vers l'utilisation des applications sans fil à large bande, motive la conception de codes spatio-temporels en présence de canaux à trajets multiples sélectifs en fréquence [24].

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 [33]. 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.

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 [34]. Le paragraphe suivant décrit en détail les codes spatio-temporels et en particulier les codes en couches.

## III.7 Codes spatio-temporels : état de l'art

### III.7.1 Description du problème

Une caractéristique des systèmes de communication sans fil est que le signal émis suit de multiples chemins avant d'arriver à l'antenne de réception. Chacune de ces réflexions du signal arrive à des temps différents et subit des atténuations différentes. Quand ces réflexions s'ajoutent de façon destructive, le phénomène connu comme évanouissement (*fading*) apparaît. Pour avoir des communications fiables sur le canal sans fil, il faut mettre en place des méthodes pour mitiger ces effets. La technique la plus répandue est celle qui exploite la diversité [24].

Récemment, le même phénomène qui donne lieu au *fading* a été utilisé pour le combattre. Les réflexions multiples peuvent être utilisées pour créer de la diversité; aucune autre ressource (comme bande passante ou puissance émise) n'est nécessaire. Ces techniques sont utilisées ne pas seulement pour fournir de la diversité, mais aussi pour augmenter le débit de transmission.

Dans un système MIMO,  $N_t$  antennes sont utilisées comme émetteurs, et  $N_r$  antennes comme récepteurs. Les données sont séparées en  $N_t$  groupes, et chaque groupe est transmis par une antenne différente. Toutes les antennes émettrices, synchronisées par rapport aux symboles, utilisent la même bande de fréquences et la même constellation  $S = \{s_1, s_2, \dots, s_{2^b}\}$ ;  $b$  est le nombre de bits d'information véhiculés par chaque signal en  $S$ . L'énergie moyenne par symbole est définie par  $E_s$ .

A la base, les codes spatio-temporels sont principalement conçus pour les canaux non-sélectifs en fréquence [33, 34]. Cependant, les futurs systèmes sans fil 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. La tendance vers l'utilisation des applications sans fil à large bande, motive la conception de codes spatio-temporels en présence de canaux à trajets multiples sélectifs en fréquence.

Le canal est supposé être constant pendant la transmission d'un bloc de taille  $L \times N_t$  symboles; il change d'un bloc à l'autre. On supposera dans la suite qu'il n'a pas de mémoire entre blocs. Un canal avec ces caractéristiques est connu comme un canal à évanouissements par bloc (*block fading*). Il est supposé que le récepteur a estimé le canal sans erreur. Ce type de canal modélise raisonnablement un canal à l'intérieur d'un bâtiment (*modèle indoor*).

### III.7.2 Une note sur la diversité

Une question intéressante que l'on peut se poser est: quelle est la diversité générée par les systèmes MIMO ? Rappelons-le, ce type de systèmes portent de la diversité spatiale et temporelle, mais au même temps, les antennes de réception sont partagées par plusieurs antennes d'émission, ce qui introduit une interférence supplémentaire et qui, nécessairement, aura un effet négatif sur la performance du système [24].

Il est possible d'obtenir une expression générale pour la capacité. Quand  $N_r$  est très grand, la capacité est donnée par [35]:

$$\lim_{N_r \rightarrow \infty} C = N_t \log \left( 1 + \frac{1}{N_r} (\rho \cdot N_r) \right) \quad (\text{III-13})$$

Cela suggère que  $N_t$  voies de diversité ont été générées; en outre, le SNR moyen a été multiplié par un facteur  $N_r$ . Ceci veut dire que l'ordre de diversité qui est potentiellement disponible dans un système  $(N_t, N_r)$  est égal à  $D = N_t \times N_r$ .

### III.7.3 Les codes spatio-temporels

Les codes spatio-temporels ont comme but d'exploiter l'énorme capacité offerte par les systèmes MIMO en combinant les diversités spatiale et temporelle. Il existe trois types de codes spatio-temporels: les codes ST en treillis, les codes ST en bloc et les codes ST en couches (*layered*). Cette thèse s'intéresse à un type particulier de *layered codes*, connus sous le nom de «codes spatio-temporels verticaux» [36, 33].

Historiquement, les *layered codes* ont été les premiers codes proposés dans le contexte des systèmes MIMO [33]. Aujourd'hui, ils représentent la technique la plus prometteuse pour augmenter la capacité des systèmes sans fil. Ils offrent une efficacité spectrale très grande, leur conception est relativement simple ainsi que l'architecture des récepteurs capables de les décoder. En plus, ils ont des performances en termes du taux d'erreur qui s'adaptent bien à la grande majorité des applications sans-fil [24].

Un code spatio-temporel associe un groupe de  $b$  bits d'information avec un vecteur de code  $A = a_1, a_2, \dots, a_L$ .  $A$  est un mot du code espace-temps.  $A$  représente un bloc, et en conséquence il subit un évanouissement constant. Dans ces conditions, on a déterminé que la probabilité d'erreur par paires d'un récepteur à maximum de vraisemblance est bornée par [36] :

$$P(C \rightarrow \varepsilon) \leq \left( \prod_{i=1}^k \lambda_i \right)^{-N_r} (1/2N_0)^{-k \cdot N_r} \quad (\text{III-14})$$

ou  $k$  est le rang de la matrice  $A$ , qui dépend des mots de code  $C$  et  $\varepsilon$ , et  $\lambda_i$  sont les valeurs propres non nulles de  $A$ .  $N_0$  est la densité spectrale de puissance du bruit.

L'exposant du SNR dans l'équation (III-14) est appelé l'*avantage de diversité* du code; sa valeur maximale est  $N_t \times N_r$ . D'autre part,  $(\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_k)^{1/k}$  s'appelle l'*avantage de codage*, est il donne une approximation du gain obtenu par l'utilisation d'un système codé par rapport à un système non codé qui opère avec le même avantage de diversité [24].

La conception des codes spatio-temporels présente un compromis entre la taille de la constellation, la diversité et le débit. Pour le cas d'un avantage de diversité maximale (égale à  $N_t \times N_r$ ), si la

constellation utilisée se compose de  $2^M$  signaux, la capacité maximal est  $M$  bits par seconde par Hertz.

La conception de bons codes spatio-temporels doit prendre en compte ce compromis, ainsi que la complexité des récepteurs. Aujourd'hui, ce domaine, champ de recherches intensives, est dans une phase prospective. Des codes très puissants et efficaces sont connues, mais en général ils sont extrêmement difficiles (voire impossible) à décoder.

### III.7.3.1 Codes spatio-temporels en couches

Les codes spatio-temporels en couches (Layered Space-Time Codes, ou LSTC) ont été introduits par Foschini et Gans [3]. L'idée fondamentale est d'essayer de convertir un système  $(N_t, N_r)$  à un  $N_t$  systèmes  $(1, N_r)$ . Les symboles émis par chaque antenne sont estimés à la fois. Pendant la phase d'estimation de chaque symbole, les symboles qui n'ont pas été encore estimés sont considérés comme de l'interférence. Le but est de pouvoir utiliser toutes les connaissances développées pour les systèmes à diversité spatiale  $(1, N_r)$ . Au même temps, une partie non négligeable de la capacité du canal est exploitée. Cette méthode est connue sous le nom de Bell Labs Layered Space-Time, ou BLAST [1].

Les avantages de BLAST sont sa simplicité et son efficacité spectrale [1]. Les récepteurs BLAST sont aussi moins complexes que ceux pour d'autres types de codes. Ses performances sont adéquates pour plusieurs applications. Son principal désavantage, par rapport aux autres types de codes spatio-temporels, est que leur performance reste moins bonne [24].

Contrairement aux autres codes spatio-temporels, dont l'efficacité spectrale est limitée par le codeur utilisé, la capacité des systèmes spatio-temporel par couches, formées par un multiplexage initial (Figure III-17), croît linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, et le TEB décroît exponentiellement si l'on utilise un détecteur optimal (MV). L'avenir des communications numériques réside sans doute dans la capacité à envoyer simultanément des informations spécifiques pour différents types d'applications [29].

Les chaînes de symboles seront alors envoyées à différents sous-canaux dédiés avec un codage approprié, imposant aux systèmes de transmission une certaine souplesse. Ainsi, contrairement aux codes spatio-temporels, le nombre d'antennes, la technique de modulation, l'entrelaceur utilisé, peuvent facilement s'ajuster dans des systèmes spatio-temporels par couches, dont les voies sont indépendantes [24, 36, 3].

Les systèmes spatio-temporels par couches sont à l'origine de l'engouement pour les systèmes MIMO. Les chercheurs des laboratoires Bell ont ainsi proposé successivement plusieurs architectures

dont ils ont démontré l'énorme potentiel. Le système le plus simple, qui ne fait appel à aucune technique de codage, est le V-BLAST [37, 36, 3].

### III.7.3.2 Codage et décodage BLAST

Le processus de codage est illustré dans la figure III-17, il travaille comme suit: Une trame de bits d'information est divisée en  $N_t$  sous trames, chaque sous-trame est modulée par la suite par la même modulation (même constellation), produisant le vecteur  $x = (x_1, x_2, \dots, x_{N_t})^T$ . Le codeur spatio-temporel en couche transmet alors  $x_i$  dans l'espace et dans le temps, c'est-à-dire de le transmettre par l'antenne 1 au temps  $t_1$ , et par l'antenne 2 au temps  $t_2$ , et ainsi de suite, jusqu'à ce qu'il finit pour les  $N_t$  antennes de transmission au temps  $t_{N_t}$ . Même chose pour  $x_2$ , il est transmis par l'antenne 1 au temps  $t_2$ , par l'antenne 2 au temps  $t_3$ , etc.

Ce processus est répété pour chaque  $x_i$ . Les symboles des groupements de bits précédents sont utilisés pour remplir toutes les fentes de temps (*time slots*) disponibles. En tout, chaque symbole est transmis  $N_t$  fois, une fois par antenne, et une fois par intervalle de temps [38].

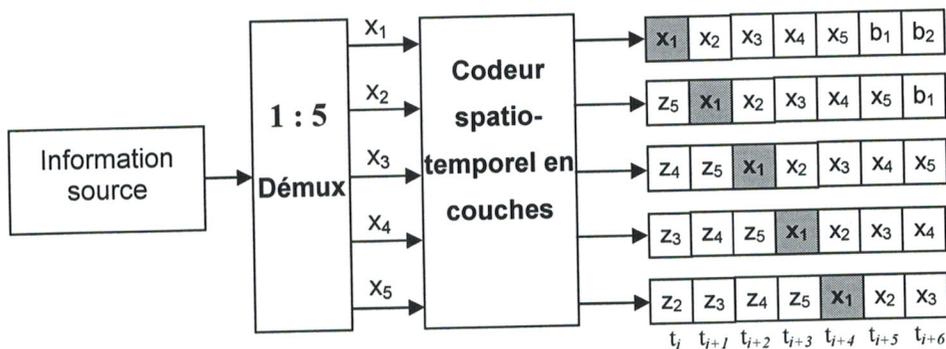


Figure III-17 Le schéma en bloc d'un codeur spatio-temporel en couche avec  $N_t = 5$ .

On suppose que toutes les transmissions de symbole sont faites dans un seul bloc. Par conséquent cet arrangement perd une certaine efficacité au début et à la fin de chaque bloc. Ce processus a été illustré pour le système de la figure III-17 avec  $N_t = 5$  antennes de transmission. Sept intervalles de temps sont montrés. Le flux d'information est démultiplexé en 5 flux de données; ici,  $x_i$ ,  $1 \leq i \leq N_t$ , représente 5 points de constellation. Un encodeur spatio-temporel en couches transmet chaque point dans l'espace et dans le temps; le codage du point  $x_i$  est accentué. Le symbole  $z_i$  représente des données de la couche précédente, alors que le  $b_i$  représente des données appartenant à la prochaine couche [38].

Le processus de décodage pour le symbole  $x_l$  procède comme suit. Supposons que le récepteur est dédié à estimer  $x_l$ , et en utilisant pour cette tâche les vecteurs reçus de temps  $t_l$  au temps  $t_{N_r}$ ; ces vecteurs sont dénotés par le  $y_k$ ,  $1 \leq k \leq N_r$ . Il est supposé également que les symboles qui sont transmis avant  $x_l$  (dénoté par  $z_j$  dans la figure III-17) ont été déjà détectés sans erreur, et que ces symboles transmis après  $x_l$  n'ont pas été détectés encore.

Pour la réception de chaque vecteur  $y_k$ , le récepteur soustrait l'interférence causée par les symboles déjà connus et annule les symboles qui ne sont pas encore connus. Pour faire ceci, il utilise sa connaissance de la matrice du canal  $H$  [38]. Pour faciliter l'exposition, nous considérons le système représenté dans la figure III-17 au temps  $t_3$ . Le vecteur  $y_3$  peut être écrit comme suit [1, 38] :

$$y_3 = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{pmatrix} = H \begin{pmatrix} x_3 \\ x_2 \\ x_1 \\ z_5 \\ z_4 \end{pmatrix} + n \quad (\text{III-15})$$

Les indices des éléments du vecteur  $r$  indiquent l'antenne du récepteur. La valeur  $x_l$  est en position 3 du vecteur  $x$ . Puisque tous les symboles  $z_j$  sont déjà connus, leur contribution à  $y_3$  peut être soustraite. Rappelons que le principe du BLAST estime tout sauf le symbole particulier étant estimé comme interférence [38]. Considérons le signal reçu par la première antenne:

$$y_1 = h_{11}x_3 + h_{12}x_2 + h_{13}x_1 + h_{14}z_5 + h_{15}z_4 \quad (\text{III-16})$$

La quantité  $h_{14}z_5 + h_{15}z_4$  est connue, et peut être soustraite de  $y_1$ . On note  $u_l = h_{11}x_3 + h_{12}x_2 + h_{13}x_1$  et  $H_3 = [h_1 \ h_2 \ h_3]$  où  $h_i$  est la colonne  $i$  de  $H$ . Puis, répétons ce processus pour tout le  $y_k$ , le vecteur  $u$  peut être défini comme suit [38]:

$$u = H_3 \begin{pmatrix} x_3 \\ x_2 \\ x_1 \end{pmatrix} \quad (\text{III-17})$$

Les quantités  $a_3$  et  $a_2$  ne sont pas connues mais elles peuvent être annulées. On note  $w$  un vecteur tels que  $wH_3 = [0 \ 0 \ 1]$  et  $wu = \hat{x}_1$  ( $w$  existe et est la troisième rangée du pseudo-inverse de  $H_3$ ).  $\hat{x}_1$  est une évaluation de  $x_l$  produit selon le critère de forçage à zéro. Répétant ce processus pour chaque  $y_k$

produit  $N_r$  estimations de  $x_l$ ; un processus tel que la combinaison maximale de rapport peut alors être employé pour produire une estimation finale de  $x_l$ . Dans le cas idéal,  $D = N_r$  branches de diversité. De la même manière, ce processus peut être appliqué à chaque couche pour récupérer le flux de données entier.

Les codes spatio-temporels en treillis et en blocs ont des meilleurs taux d'erreur que des codes en couches. BLAST a l'avantage de la simplicité; il tient compte également des efficacités spectrales bien plus grandes. Les récepteurs BLAST sont moins complexes et sont plus faciles à concevoir. Leur performance en terme de taux d'erreur est adéquate pour beaucoup d'applications [36].

Il est important de remarquer que la complexité de récepteur reste l'un des obstacles les plus importants à l'adoption des techniques spatio-temporels. Une variante du BLAST est utilisée dans les travaux de cette thèse. Cette variante, appelée BLAST Vertical (ou le V-BLAST), répète les symboles  $x_l$  seulement une fois, pour gagner  $N_r$  fois en plus de capacité [38, 33].

### III.7.4 Les principes de BLAST Vertical (V-BLAST)

#### III.7.4.1 Le codage V-BLAST

Le schéma de codage utilisé dans le V-BLAST est un cas particulier du codage de code spatio-temporels en couches, avec la différence que chaque symbole du signal est transmis seulement une fois. Ainsi, l'aspect temporel du code est perdu et reste seulement la diversité spatiale. Un diagramme d'un émetteur V-BLAST avec 5 antennes de transmission est montré dans la figure III-18. Le signal de l'information est démultiplexé dans des  $N_r$  flux. On suppose que ces flux ne sont pas codés. Chaque flux est modulé et transmis et toutes les conditions présentées dans le paragraphe précédent ainsi que le modèle de canal sont inchangées [38].

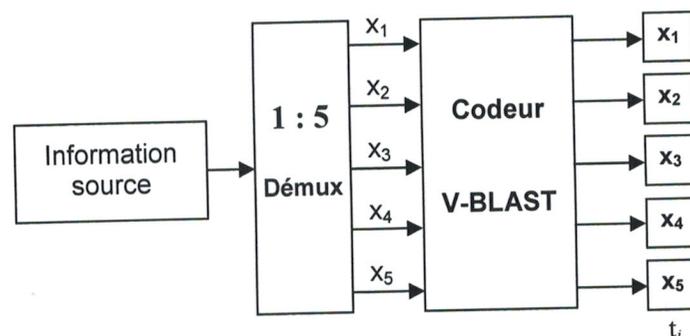
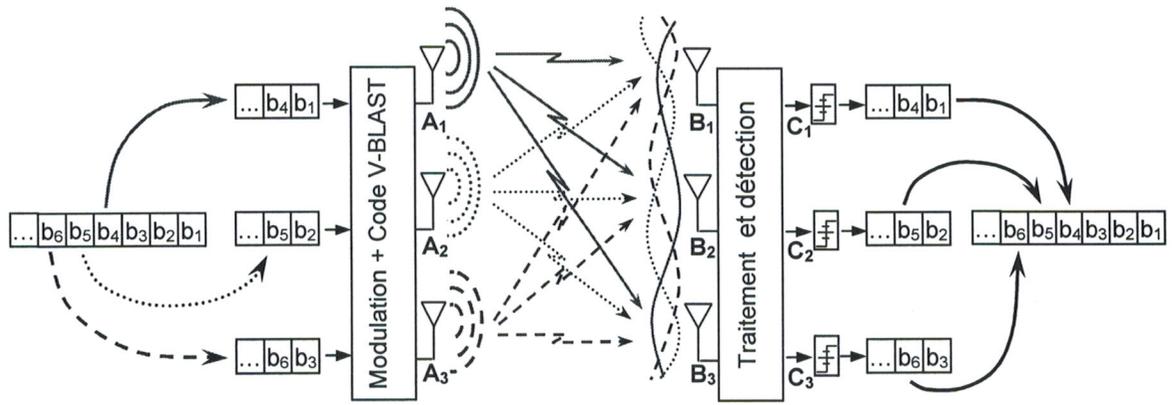


Figure III-18 Le schéma en bloc d'un codeur V-BLAST avec  $N_t = 5$ .



**Figure III.19** Codage V-BLAST avec  $N_t = N_r = 3$  pour l'amélioration triple de l'efficacité spectrale.

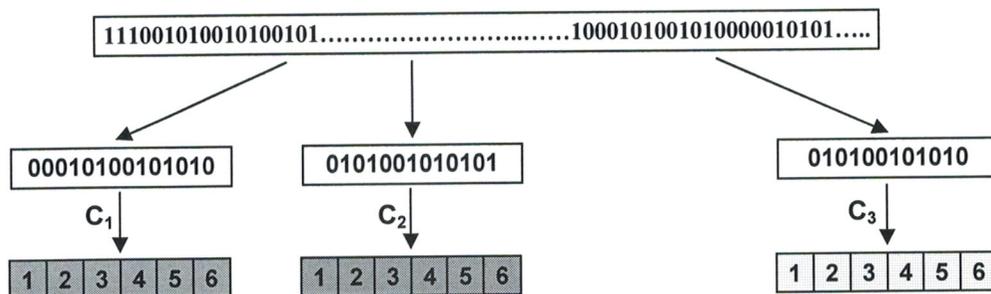
$A_i$ ,  $B_i$ , et  $C_i$  représentent des constellations de symbole pour les trois entrées aux diverses étapes de transmission et de réception[33]

Si on note  $b_1, b_2, \dots, b_k, \dots$  les bits d'information provenant de la source binaire et  $\{s_k^l\}$  les symboles à émettre qui se trouvent sur la  $l^{ème}$  ligne de la matrice résultante (figure III-19), le processus peut être représenté sous forme du diagramme suivant [1, 33, 36] :

$$(b_1 \ b_2 \ \dots \ b_k \ \dots) \rightarrow \begin{pmatrix} b_1 & b_{N_t+1} & \dots \\ b_2 & b_{N_t+2} & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ b_{N_t} & b_{2N_t} & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} s_1^1 & s_2^1 & \dots \\ s_1^2 & s_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ s_1^{N_t} & s_2^{N_t} & \dots \end{pmatrix} \quad (III-18)$$

Les symboles qui se trouvent sur la ligne (ou couche)  $l$  de la matrice sont alors envoyés par la  $l^{ème}$  antenne ( $l = 1, \dots, N_t$ ). Cette architecture verticale sans codage n'est pas la première version du prototype BLAST proposée par les laboratoires Bell, mais c'est celle qui a véritablement révolutionné le monde des systèmes multi-antennes par sa simplicité et son efficacité. C'est d'ailleurs celle que nous avons retenue pour la suite de notre étude [36].

Une trame de bits d'information est divisée en  $N_t$  sous trames. Chaque sous-trame est modulée par la suite par le même type de modulation (figure III-20). Les couches correspondent aux différentes sous-trames [36].



**Figure III-20** Division en sous-trames et codage de chaque sous-trame

Le codage V-BLAST consiste à associer chaque couche à une antenne émettrice (figure III-21). Le rendement du code est donc  $N_t$  symboles par unité de temps (symboles/ut). Ce système correspond au système non codé décrit par l'équation suivante [36, 1] :

$$y_{N_r} = H_{N_r \times N_t} \cdot x_{N_t} + n_{N_r} \quad (\text{III-19})$$

où  $y$  et le vecteur reçu,  $x$  est le vecteur de symboles de dimension  $N_t$  et  $n$  est le bruit additif blanc Gaussien.

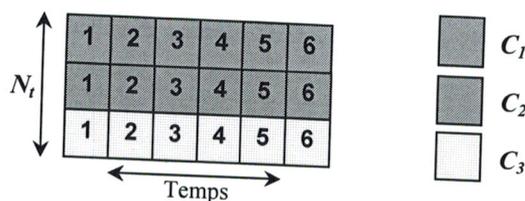


Figure III-21 Structure d'un mot de code du code V-BLAST

L'avantage de ce système de transmission apparaît au niveau de son décodage présenté dans le paragraphe III.7.4.2. Il s'agit d'un égaliseur à retour de décision adapté à la structure des systèmes MIMO, connu aussi dans la littérature comme "suppression successive de l'interférence" (Successive Interference Cancellation - SIC).

A chaque itération, un symbole d'une couche est décodé en considérant les autres symboles des autres couches comme des interférences. Sa contribution dans le signal reçu est par la suite soustraite afin de pouvoir décodé les autres symboles. Ces opérations sont répétées autant de fois qu'il y a de couches. L'annulation peut utiliser soit le critère du forçage à zéro (Zero-Forcing - ZF), soit le critère minimisant l'erreur quadratique moyenne (Minimum Mean Square Error - MMSE).

### III.7.4.2 Détection V-BLAST : Ordre, Suppression et Annulation

La détection V-BLAST consiste à estimer chaque symbole émis en séquence. A chaque pas de l'estimation, les symboles déjà estimés sont soustraits du signal reçu  $y$  (c'est à dire, *supprimés*), et les symboles inconnus sont considérés comme de l'interférence (c'est à dire *annulés*).

Il faut encore déterminer l'ordre d'estimation. L'un des aspects clef de V-BLAST est que des ordres différents produisent des taux d'erreur différents. Soit  $K_i$  un ordre d'estimation, définit comme un ensemble ordonné de nombres entiers  $k$ ;  $1 \leq k \leq N_t$ . Evidemment, il y a  $N_t$  ordres possibles. L'un d'entre eux est optimal dans le sens qu'il produit le taux d'erreur minimal. Soit l'ordre optimal  $K_0 = \{k_1, k_2, \dots, k_{N_t}\}$ . La méthode utilisée pour déterminer  $K_0$  est expliquée dans la suite. Pour

l'instant, on suppose que l'ordre optimal a été trouvé. La détection de  $x_{k_i}$  se fait en deux pas :

**Suppression des symboles :** On suppose  $i > 1$ . Soit  $h_1, h_2, \dots, h_{N_t}$  les colonnes de la matrice du canal  $H$ . Si les symboles  $x_{k_1}, x_{k_2}, \dots, x_{k_{i-1}}$  ont été déjà estimés, alors leur contribution à  $y$  peut être supprimée :

$$y_{k_i} = y - h_{k_1} \hat{x}_{k_1} - h_{k_2} \hat{x}_{k_2} - \dots - h_{k_{i-1}} \hat{x}_{k_{i-1}} \quad (\text{III-20})$$

**Annulation de l'interférence :** Les symboles  $x_{k_{i+1}}, x_{k_{i+2}}, \dots, x_{k_{N_t}}$  n'ont pas été encore estimés. Cependant, grâce à la connaissance de  $H$ , ils peuvent être annulés. L'annulation est synonyme à faire une pondération linéaire du vecteur reçu de telle façon qu'un certain critère soit satisfait. Les critères les plus courants sont le critère du forçage à zéro (zero-forcing) et le critère de l'erreur quadratique minimale (minimum mean-squared error ou MMSE).

Le critère MMSE offre une meilleure performance en taux d'erreur que le critère zero-forcing dans le cas où le SNR moyen est faible. Cependant, il a un désavantage important: le récepteur doit connaître la valeur de  $N_0$ . Pour les SNR moyen grands, MMSE et zero-forcing présentent des performances équivalentes. Donc, on se concentrera dans la suite sur le critère zero-forcing.

Le principe du zero-forcing est de trouver  $w_{k_i} \in C^{1 \times N_t}$  tel que:  $w_{k_i} H = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]$  où l'élément égal à 1 se trouve dans la position  $k_i$ . Alors,  $\hat{x}_{k_i}$  est donné par [38]:

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k_i} &= w_{k_i} y_{k_i} + w_{k_i} n \\ &= w_{k_i} Hx + w_{k_i} n \end{aligned} \quad (\text{III-21})$$

Cette procédure peut être interprétée d'un point de vue géométrique comme la projection de  $y_{k_i}$  sur un vecteur orthogonal à l'espace vectoriel  $N_t - i$  dimensionnel qui est généré par les colonnes de  $H$ , ce qui correspond aux symboles qui n'ont pas encore été estimés.

**L'ordre optimal :** L'ordre optimal est donné par le SNR moyen de chaque  $x_{k_i}$  : le symbole avec le SNR le plus fort doit être détecté en premier lieu. Il sera suivi du symbole le plus fort parmi ceux qui restent à détecter. Cette procédure se répète jusqu'à ce que tous les symboles aient été détectés. C'est à dire, pour chaque  $i$ ,  $x_{k_i}$  doit avoir un SNR plus grand que  $x_{k_i}, x_{k_{i+1}}, \dots, x_{k_{N_t}}$ . Le SNR post-détection de  $x_{k_i}$  peut être déterminé directement à partir de l'équation (III-17) :

$$\sigma_{k_i} = \frac{|x_{k_i}|^2}{2N_0 \|w_{k_i}\|^2} \quad (\text{III-22})$$

où  $w_{k_i}$  est le vecteur utilisé pour annuler les symboles inconnus  $x_{k_{i+1}}, x_{k_{i+2}}, \dots, x_{k_{N_t}}$ . Pour déterminer  $k_i$  il faut trouver le SNR moyen de tous les symboles et puis trouver le plus fort.

### III.7.4.3 L'efficacité spectrale de V-BLAST

Si chaque antenne émet un symbole par seconde par hertz de bande passante, l'efficacité spectrale de V-BLAST est donnée par :

$$C = b \times N_t \quad (\text{III-23})$$

où  $b$  a été défini comme le nombre de bits d'information par symbole. Alors, le débit maximal que l'on peut atteindre est  $b \times N_t \times B$ , où  $B$  est la bande passante. A titre d'exemple, un système MIMO avec  $N_t = 4$ , une constellation 16-QAM, et une bande passante de 20 MHz, a une efficacité spectrale de 16 bps/Hz et un débit de 320 Mbps.

### III.7.5 Système V-BLAST-OFDM

L'évanouissement de la sélectivité en fréquence peut sévèrement altérer l'exécution des systèmes de code V-BLAST [39]. La modulation OFDM a émergé comme solution dominante pour combattre l'évanouissement par trajets multiples sélectifs en fréquence [40]. L'OFDM est une technique de modulation multi-porteuses où les données sont transmises simultanément sur différentes sous-porteuses. Les systèmes OFDM divisent les canaux sélectifs de fréquence en multiples de sous-canaux, où chaque sous-canal montre des caractéristiques d'évanouissement plates. Chaque symbole transmis occupe une petite fraction de la largeur de bande de fréquence disponible. La réponse en fréquence orthogonale et le chevauchement des sous-porteuses mène à l'augmentation de l'efficacité spectrale.

La transformée de Fourier discrète inverse (IDFT) produit des symboles OFDM. Un préfixe cyclique (CP) est apposé à l'avant de chaque symbole OFDM. Les préfixes cycliques créent une bande de garde autour de différents symboles OFDM, réduisant de ce fait l'interférence inter-symbole. Le préfixe cyclique est une copie de la dernière partie du symbole OFDM. La longueur de symbole OFDM est supérieure ou égale à la longueur du plus grand retard de diffusion du canal.

La combinaison de l'OFDM et le codage V-BLAST peut supprimer l'interférence inter-symbole dans des canaux sélectifs en fréquence [39]. La figure III-22 montre un schéma fonctionnel d'un émetteur V-BLAST-OFDM. Un vecteur de symboles de taille  $N_t$  est transmis à travers chaque sous-canal à chaque intervalle de temps. Après le codage de canal, les données désirées sont d'abord démultiplexées en  $N_t$  séquences parallèles. Un convertisseur série-parallèle convertie chaque  $N_t$  séquences en  $L$  sous-séquences; un pour chaque sous-porteuse. Finalement, les données traversent un bloc d'opération IFFT, le Préfixe Cyclique (PC) est ajouté, et les symboles OFDM sont transmis sur chacune des antennes de transmission.

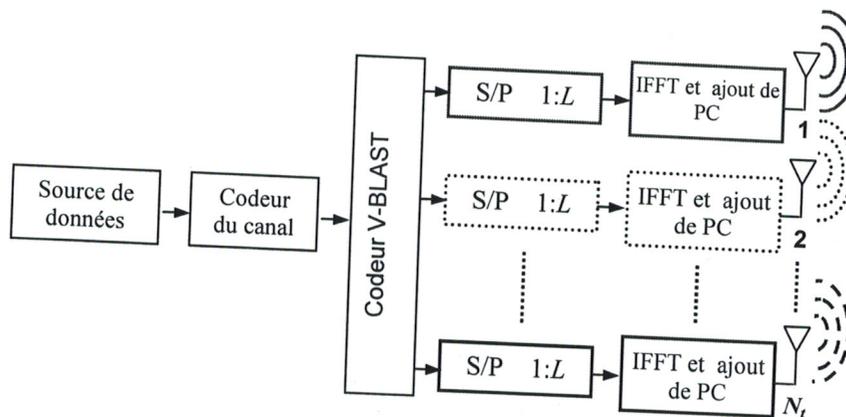


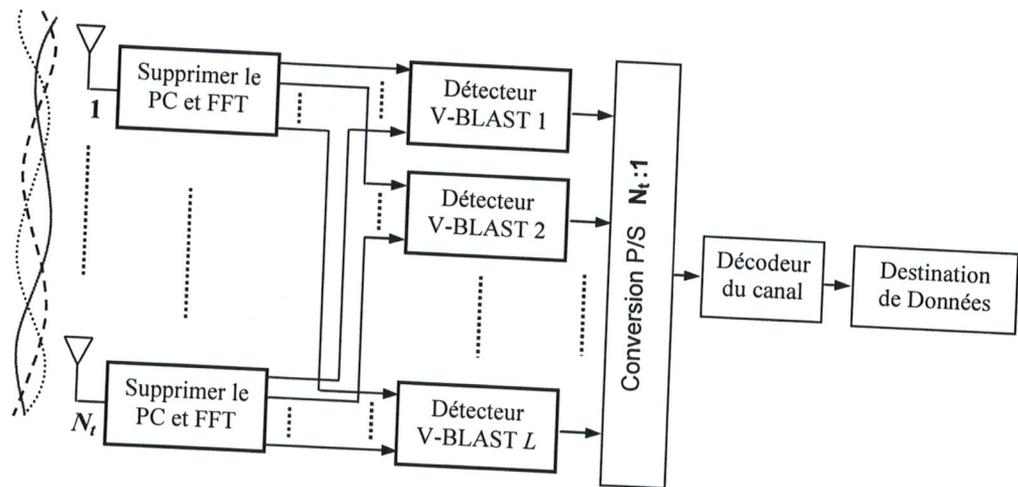
Figure III-22 Émetteur V-BLAST-OFDM

La figure III-23 montre le schéma fonctionnel d'un récepteur V-BLAST-OFDM. Chaque antenne de réception reçoit un signal pour chacun des  $L$  sous-canaux. Après que le préfixe cyclique est enlevé, chaque signal reçu sera passé par un bloc d'opération FFT pour la démodulation. Le signal reçu après démodulation, à l'antenne de réception  $j$  pour le sous-canal  $l$ , est donné par :

$$y_{j,l} = \sum_{i=1}^{N_t} h_{j,i,l} x_{i,l} + n_{j,l} \quad l = 1, \dots, L \quad (\text{III-24})$$

où le  $h_{j,i,l}$  est le gain complexe normal de chemin de l'antenne de transmission  $i$  à l'antenne de réception  $j$  à la fréquence  $l$ ,  $x_{i,l}$  est le symbole OFDM transmis de l'antenne  $i$  à la fréquence  $l$ , et  $n_{j,l}$  sont les échantillons gaussiens indépendants du bruit.

Les sorties des blocs FFT sont passées à travers les  $L$  détecteurs V-BLAST, chacun avec  $N_t$  entrées, et  $N_t$  sorties. Les sorties des détecteurs V-BLAST sont converties de sous-flux parallèles en un seul flux série de donnée. Finalement, les données sont décodées par le décodeur de canal.



**Figure III-23** Récepteur V-BLAST-OFDM

Pour un canal sélectif en fréquence quasi-statique, les systèmes V-BLAST-OFDM peuvent donner la même performance qu'un système V-BLAST seul pour un canal non-sélectif en fréquence [40]. Pour un grand nombre de sous-porteuses, l'OFDM divise un canal sélectif en fréquence en des canaux de Rayleigh plats complètement indépendants.

L'augmentation du nombre de sous-porteuses est équivalente à augmenter la profondeur d'entrelacement dans un canal non-sélectif en fréquence. L'utilisation de la modulation OFDM pour un canal non-sélectif en fréquence ne rapporte aucun changement de performance.

### III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principaux pré-requis nécessaires à la dernière partie de la thèse, qui s'intéresse à la simulation du système MIMO-WiFi dans un contexte indoor, utilisant la modulation OFDM. Nous avons d'abord présenté la structure du système MIMO/OFDM, suivi d'un rappel sur tous les blocs du parcours suivi par le message depuis sa génération par la source jusqu'à sa destination, en commençant par le codage convolutionnel et son décodage, puis l'entrelacement, la modulation numérique, ainsi qu'un bref aperçu sur la modulation 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 spatio-temporel verticale en couches (V-BLAST) qui est utilisé comme code de référence dans ce chapitre.

Nous avons proposé une approche qui profite simultanément de la diversité spatiale (traitement multi-antennes) et de la diversité fréquentielle pour atteindre de grandes efficacités spectrales et de hauts débits sur les canaux multi-trajets. Cette méthode est une amélioration de l'algorithme BLAST

par ailleurs très performant (mais qui est basé seulement sur la diversité spatiale): elle enlève la principale contrainte de BLAST qui empêche d'atteindre de hauts débits.

Le système V-BLAST-OFDM est particulièrement bien adapté aux transmissions hertziennes indoor. Pour le système MIMO seul, le débit est limité parce que le canal est sélectif en fréquence, alors que dans l'approche V-BLAST-OFDM, cette condition n'est pas nécessaire. L'OFDM convertit un canal sélectif en fréquence en un ensemble de sous-canaux parallèles non-sélectifs en fréquence. Ce système atteint donc une efficacité spectrale relativement grande. Le BLAST-OFDM a un grand intérêt en terme de capacité et de débit, même dans un contexte difficile comme c'est le cas pour les communications radio-mobiles.

Dans la suite de la thèse, nous allons nous pencher sur l'étude de la capacité d'un système MIMO-OFDM. Puis nous allons présenter les résultats de simulation en implémentant la plupart des techniques présentées. Les paramètres utilisés dans les simulations s'inspirent en grande partie du standards de référence: IEEE 802.11a. Les courbes expérimentales nous ont montré la différence entre un système Wi-Fi traditionnel et un système Wi-Fi utilisant la technologie MIMO.

## Chapitre IV

### Modélisation et Simulation d'un Système MIMO-WiFi

# Chapitre 4

## Modélisation et Simulation d'un Système MIMO-WiFi

### Sommaire

IV.1	Introduction .....	86
IV.2	Modèle du canal MIMO à trajets multiples et à large bande .....	86
IV.2.1	Modèle de système .....	87
IV.2.2	Modèle du canal .....	87
IV.2.3	L'information mutuelle .....	87
IV.3	Le contexte de SISO .....	88
IV.3.1	Matrice du canal .....	89
IV.3.2	L'information mutuelle .....	89
IV.3.3	La capacité maximale .....	90
IV.4	Le contexte de MIMO .....	91
IV.4.1	Matrice de canal .....	91
IV.4.2	L'information mutuelle .....	91
IV.4.3	La capacité maximale .....	92
IV.5	Simulation du système MIMO-WiFi .....	93
IV.5.1	Description de la couche physique IEEE 802.11a (Wi-Fi5) .....	93
IV.5.2	Bien-fondé d'un système MIMO-WiFi .....	94
IV.5.3	Extension MIMO .....	97
IV.5.3.1	Analyse du problème .....	97
IV.5.3.2	Architecture MIMO-IEEE 802.11a .....	98
IV.5.3.3	Contraintes de coût .....	98
IV.5.4	Modèle de simulation .....	99
IV.6	Simulations et résultats .....	100
IV.6.1	Simulation d'un canal SISO (Wi-Fi5) .....	102
IV.6.1.1	Taille des constellations .....	103
IV.6.1.2	Nombre de sous-porteuses OFDM .....	103
IV.6.1.3	Codage convolutionnel .....	105
IV.6.2	Simulation des canaux MISO et SIMO .....	106
IV.6.2.1	Canal MISO .....	108
IV.6.2.2	Canal SIMO .....	108
IV.6.3	Simulation d'un système MIMO-WiFi .....	109
IV.6.3.1	Taille des constellations .....	111
IV.6.3.2	Nombre de sous-porteuses OFDM .....	111
IV.6.3.3	Codage convolutionnel .....	113
IV.6.3.4	Nombre d'antennes .....	114
IV.6.3.5	Bande passante .....	116
IV.7	Conclusion .....	119

## Modélisation et Simulation d'un Système MIMO-WiFi

Ce quatrième chapitre vient clore le présent travail de thèse en tentant de répondre à la question initiale, portant sur la pertinence d'une nouvelle couche physique au standard IEEE 802.11a basée sur le concept MIMO. Après avoir présenté le modèle du canal de propagation et la théorie de sa capacité dans le contexte SISO et MIMO puis exposé les solutions actuellement existantes, on dispose des outils suffisants pour proposer une architecture de transmission.

Ce chapitre débute par construire un modèle mathématique qui reflète les caractéristiques du canal et donne les expressions de l'information mutuelle et de capacité déterministe des systèmes SISO et MIMO. Ensuite, nous faisons un rappel succinct des caractéristiques principales de la couche physique de la norme 802.11a. Des éléments qualitatifs sont ensuite apportés pour justifier l'exploitation de la dimension spatiale en milieu indoor dans la bande des 5 GHz. La fin de ce chapitre est consacrée à l'élaboration d'un simulateur pour l'extension MIMO au système Wi-Fi, en suivant une démarche logique pour aboutir les courbes de débit en jouant sur les différents paramètres de simulation. Les résultats de simulation obtenus au cours de ces travaux, apparaissent dans ce chapitre.

### IV.1 Introduction

L'intérêt porté aux systèmes de communication MIMO est de plus en plus important depuis [2, 3]. Ces derniers ont montré que les systèmes à antennes multiples sont capables de fournir des débits d'autant plus élevés que les nombres d'antennes émettrices et réceptrices sont augmentés en même temps [40]. Ce qui a motivé un grand nombre de travaux de recherche visant à optimiser au mieux le codage canal, la modulation utilisée, les différents blocs constituant la chaîne de transmission. Lors de la conception des ces systèmes MIMO, il est impératif de construire un modèle mathématique qui reflète les principales caractéristiques du canal afin de pouvoir estimer les performances globales du

système. En effet plusieurs paramètres du système sont fixés et de nombreuses décisions sont prises en fonction des conditions du canal physique et de l'application souhaitée.

## IV.2 Modèle du canal MIMO à trajets multiples et à large bande

Cette partie traite le comportement de la capacité d'un système sans fil basé sur la modulation OFDM. Dans les deux contextes SISO et MIMO, nous donnons les expressions de l'information mutuelle et de capacité déterministe du canal. Cette démonstration prouve que ceci peut avoir un impact sur l'évaluation de la capacité.

### IV.2.1 Modèle de système

Nous considérons un système MIMO utilisant la modulation OFDM, où l'émetteur et le récepteur sont munis respectivement de  $N_t$  et  $N_r$  antennes. Les antennes sont disposées, de la façon la plus communément utilisée, appelée en anglais Uniform Linear Array (ULA). Dans laquelle les antennes sont alignées et uniformément espacées. La distance relative entre deux antennes adjacentes est donnée par :  $\Delta = \frac{1}{2} \lambda$  où  $\lambda$  est la longueur d'onde. La figure III-1 présente le schéma de la chaîne de transmission du système MIMO/OFDM [23, 41, 42] considérée dans le chapitre précédent. Puis, nous considérons le canal à bruit blanc gaussien additif (AWGN) avec l'évanouissement de Rayleigh.

En effet plusieurs paramètres du système sont fixés et de nombreuses décisions sont prises en fonction des conditions du canal physique et de l'application souhaitée. Dans ce qui suit nous exposons les principales hypothèses faites sur le canal MIMO et sur ses statistiques.

### IV.2.2 Modèle du canal

Nous supposons que le nombre des groupements de réflecteurs ayant les impacts les plus importants sur la transmission des données entre l'émetteur et le récepteur, est fixé à  $L$ . De plus, nous supposons que tous les trajets en provenance d'un groupement de réflecteurs  $l$  subissent le même retard  $\tau_l$ , pour  $l = 0, 1, \dots, L-1$ .

Soit  $x(n)$  le vecteur OFDM transmis de taille  $M.N_t \times 1$  (contenant  $N_t$  symboles OFDM de longueur  $M$ ), où l'indice  $n$  désigne le numéro du symbole OFDM. Le vecteur reçu de taille  $M.N_r \times 1$  s'écrit comme suit [40, 41, 24]:

$$y(n) = Hx(n) + b(n) \quad (\text{IV-1})$$

où  $b(n)$  est le vecteur du bruit blanc Gaussien de taille  $M.N_r \times 1$  dont les composantes ont une moyenne nulle et une variance  $N_0$ , et  $H$  désigne la matrice d'atténuation du canal de taille  $M.N_r \times M.N_t$ . Dans tout

le reste de cette partie, le processus d'ajout du préfixe cyclique est supprimé pour une meilleure lisibilité du modèle.

Considérons le vecteur  $y_k(n) = [y_k(n)^0 y_k(n)^1 \dots y_k(n)^{N_r-1}]^T$  de taille  $N_r \times 1$  contenant les données reçues sur les  $N_r$  antennes de réception et appartenant à la  $k^{\text{ème}}$  sous-porteuse fréquentielle, ainsi en groupant ensemble les données relatives à toutes les sous-porteuses,  $y(n)$  s'écrit [24, 42]:

$$y(n) = [y_0^T(n) y_1^T(n) \dots y_k^T(n) \dots y_{M-1}^T(n)]^T \quad (\text{IV-2})$$

où  $y_k(n)$  est donné par :

$$y_k(n) = \sum_{l=0}^{L-1} H_l x_k(n - \tau_l)^T + b_k(n) \quad (\text{IV-3})$$

$H_l$  désigne la  $l^{\text{ème}}$  matrice aléatoire complexe de taille  $N_r \times N_t$  relative au  $l^{\text{ème}}$  groupement de réflecteurs et  $x(n)$  représente le vecteur des données transmises de taille  $N_t \times 1$  relatif à la  $k^{\text{ème}}$  sous-porteuse. Tout au long de cette partie, nous supposons que les éléments de  $H_l$  sont des variables aléatoires Gaussiennes complexes circulaires<sup>1</sup>, et que les trajets provenant des différentes antennes de transmission sont décorrélés, c-à-d [24, 41]:

$$E[(\text{vec}(H_l - E(H_l))) (\text{vec}^*(H_{l'} - E(H_{l'})))] = 0_{N_r N_t} \quad (\text{IV-4})$$

pour  $l = l'$ , où

$$\text{vec}(H_l) = \left[ (h_l^0)^T \quad (h_l^1)^T \quad \dots \quad (h_l^{N_r-1})^T \right]^T \quad (\text{IV-5})$$

$h_l^j = [h_l^{0,j} \quad h_l^{1,j} \quad \dots \quad h_l^{N_r-1,j}]^T$  représente la  $j^{\text{ème}}$  colonne de la matrice  $H_l$  et  $0_{N_r N_t}$  est la matrice nulle de taille  $N_r N_t \times N_r N_t$ .

Nous supposons que les composantes de  $H_l$  sont de moyenne nulle pour  $l = 0, 1, \dots, L-1$ , et que la matrice de corrélation  $R_l = [h_l^j (h_l^j)^*]$  de taille  $N_r \times N_r$  est indépendante de  $j$ , c-à-d les coefficients de corrélation sont les mêmes pour toutes les antennes de transmission.

### IV.2.3 L'information mutuelle

En utilisant la modulation OFDM, l'expression de l'information mutuelle par porteuse du système décrit dans (IV-1) s'écrit [24]:

$$I(x, y / H) = \frac{1}{M} \log_2 (\det(I_{MN_r} + \rho H H^*)) \quad (\text{IV-6})$$

<sup>1</sup> Soit  $x = a + jb$ , une variable aléatoire complexe. Elle est dite Gaussienne circulaire de variance  $\sigma^2$  lorsque  $a$  et  $b$  suivent des lois Gaussiennes de moyennes nulles et de même variance  $\sigma^2/2$ .

où  $\rho = \frac{P}{MN_t\sigma_n^2}$ . A partir de (IV-6), nous remarquons que l'information mutuelle ne dépend que de la matrice du canal. Les expressions de la capacité déterministe se dérive de celle de l'information mutuelle comme expliqué dans le chapitre I, [1, 10]. Dans la suite nous analysons comment cette mesure, fournie par la théorie de l'information, est affectée par le modèle du canal

### IV.3 Le contexte de SISO

Cette section, étudie le système de transmission où l'émetteur et le récepteur sont équipés d'une seule antenne, c-à-d.  $N_t = N_r = 1$ . Dans la suite, nous dérivons d'abord l'expression de la matrice de canal, puis nous donnons l'expression de l'information mutuelle et de la capacité à limite supérieure.

#### IV.3.1 Matrice du canal

En utilisant la modulation OFDM, la matrice équivalente de canal s'avère être circulaire et entièrement déterminée par le vecteur verticalement circulaire  $[h(0), h(1), \dots, h(T_d - 1)]^T$ . Elle est donnée par [24] :

$$H = \begin{pmatrix} h(0) & 0 & \dots & h(T_d - 1) & \dots & h(1) \\ \vdots & h(0) & \ddots & & \ddots & \vdots \\ h(T_d - 1) & & \ddots & \ddots & & h(T_d - 1) \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h(T_d - 1) & \dots & h(0) \end{pmatrix} \quad (\text{IV-7})$$

où  $h(m) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l(m)w_l(m) = C^T W(m)$ ,  $m$  est l'indice normalisé de temps, avec  $C = [c_0 \ c_1 \ \dots \ c_{L-1}]^T$  et  $W(m) = [w_0(m)w_1(m) \ \dots \ w_{L-1}(m)]^T$ .  $T_d$  est la durée normalisée de temps à laquelle la réponse impulsionnelle de canal est coupée. Par conséquent, (IV-7) devient :

$$H = AW \quad (\text{IV-8})$$

où  $A$  dépend des coefficients d'évanouissement de canal et  $W$  dépend du retard de chemin. Ils s'expriment par:

$$A = \begin{pmatrix} c^T & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c^T & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & \dots & & c^T \end{pmatrix} \text{ et } W = \begin{pmatrix} w(0) & 0 & \dots & w(T_d - 1) & \dots & w(1) \\ \vdots & w(0) & \ddots & & \ddots & \vdots \\ w(T_d - 1) & & \ddots & \ddots & & w(T_d - 1) \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & w(T_d - 1) & \dots & w(0) \end{pmatrix} \quad (\text{IV-9})$$

Ainsi, nous avons décomposé la matrice de la réponse impulsionnelle de canal en produit de la matrice  $A$  par la matrice  $W$ , qui dépendent respectivement des coefficients d'évanouissement de canal et du retard de chemin. L'information mutuelle entre l'entrée et la sortie du canal peut maintenant être obtenue afin d'étudier la performance du système.

### IV.3.2 L'information mutuelle

La formule de l'information mutuelle s'écrit [24]:

$$I = \frac{1}{M} \log_2 \left( \det(I_M + \rho H H^*) \right) \quad (\text{IV-10})$$

où  $\rho = \frac{P}{MN}$ , et  $P$  dénote la puissance assignée à la transmission d'un symbole de bloc OFDM. Puis, en utilisant la décomposition de la matrice de canal et la propriété  $\det(I+CD) = \det(I+DC)$ , l'équation (IV-10) se simplifie comme suit [24]:

$$I = \frac{1}{M} \log_2 \left( \det(I_{ML} + \rho W W^* A^* A) \right) \quad (\text{IV-11})$$

où  $W W^*$  est une matrice circulaire de bloc de taille  $L \times L$  définie par le vecteur verticalement circulaire de bloc  $K = [K_0 \dots K_k \dots, K_{M-1}]$ , avec  $K_k$  donné par :

$$K_k = \begin{cases} \sum_{m=k}^{T_d-k-1} W(m+k)W(m)^* & \text{si } k \leq T_d - 1 \\ 0_{L \times L} & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{IV-12})$$

En outre, la matrice circulaire le bloc  $W W^*$  est un bloc diagonalisé par une post-multiplication avec une matrice inverse diagonale de bloc DFT de taille  $ML \times ML$  et par une pré-multiplication avec une matrice diagonale de bloc DFT de taille  $ML \times ML$  :  $U = (F_M \otimes I_L) W W^* (F_M^* \otimes I_L) = \text{diag}\{U_k\}_{k=0}^{M-1}$

où  $F_M$  dénote la matrice DFT de  $M$ -points avec les éléments  $(1/\sqrt{M}.e^{-j\frac{2\pi km}{M}})$ , pour  $k = 0 \dots M-1$ , et

$$U_k = \sum_{i=0}^{M-1} K_i \exp(-j\frac{2\pi ki}{M}).$$

Puisque la matrice DFT  $(F_M \otimes I_L)$  du bloc est orthogonale, l'information mutuelle se réduit à :

$$I = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \log_2 \left( \det(I_L + \rho U_k c^* c^T) \right) \quad (\text{IV-13})$$

Nous déduisons de (IV-13) que l'ordre de diversité du système  $d$  dépend des rangs de la matrice  $U_k$  de taille  $L \times L$ , pour  $k = 0, \dots, M-1$ ,  $d$  s'écrit comme suit :  $d = \sum_{k=0}^{M-1} \text{rang}(U_k)$ . Il est clair aussi que le rang de  $U_k$  dépend du vrai retard de chemin du canal. La question maintenant, concerne les valeurs obtenues pour la capacité quand on remplace le vrai retard par le retard "approximatif". Dans la suite, nous dérivons les expressions de la capacité déterministe et sa valeur maximale.

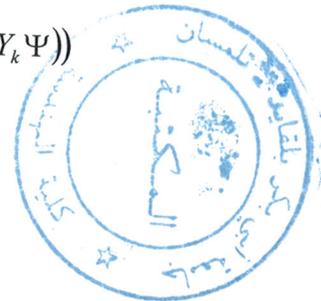
### IV.3.3 La capacité maximale

Nous dérivons dans la suite les limites sur la capacité prévue qui est employée pour vérifier l'influence des paramètres du système sur la capacité ergodique sans effectuer des simulations. Calculant l'espérance de (IV-13) et la concavité de la fonction  $\log(\det(\dots))$ . La capacité ergodique maximale est donnée par:

$$E(C) \leq \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \log_2(\det(I_L + \rho Y_k \Psi)) \quad (\text{IV-14})$$

où  $\Psi$  est une matrice de taille  $L \times L$  donnée par :

$$\Psi = E\{c^* c^T\} = \text{diag}\{\sigma_l^2\}_{l=0}^{L-1} \quad (\text{IV-15})$$



La capacité ergodique est limitée par la somme des capacités de  $M$  sous-canal et chaque capacité de sous-canal a un ordre maximum de diversité de  $L$ . Ainsi, l'ordre maximum possible de diversité est  $ML$ .

## IV.4 Le contexte de MIMO

Nous procédons comme dans le contexte de SISO: nous dérivons d'abord l'expression de la matrice de canal, puis nous calculons les expressions de l'information mutuelle et de la capacité maximale.

### IV.4.1 Matrice de canal

Soit  $H^{i,j}$  la matrice de réponse de canal dans le domaine temporel reliant la  $j^{\text{ème}}$  antenne de transmission et la  $i^{\text{ème}}$  antenne de réception pour la transmission d'un seul symbole OFDM [42]. Considérons le vecteur du signal reçu sur la  $i^{\text{ème}}$  antenne:  $y^i(n) = [y_0^i(n) \dots y_k^i(n) \dots y_{M-1}^i(n)]^T$ , le vecteur de signal transmis sur la  $j^{\text{ème}}$  antenne:  $x^j(n) = [x_0^j(n) \dots x_k^j(n) \dots x_{M-1}^j(n)]^T$  et le vecteur de bruit

gaussien additif introduit la  $i^{\text{ème}}$  antenne réception:  $b^i(n) = [b_0^i(n) \dots b_k^i(n) \dots b_{M-1}^i(n)]^T$ . L'équation du système de transmission peut être formulée comme suit [42]:

$$\begin{pmatrix} y^0(n) \\ \vdots \\ y^{N_r-1}(n) \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} H^{0,0} & \dots & H^{0,N_t-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H^{N_r-1,0} & \dots & H^{N_r-1,N_t-1} \end{pmatrix}}_{=H} \begin{pmatrix} x^0(n) \\ \vdots \\ x^{N_r-1}(n) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b^0(n) \\ \vdots \\ b^{N_r-1}(n) \end{pmatrix} \quad (\text{IV-16})$$

Supposons que le canal est statique pendant une transmission d'une trame de données et que la longueur du préfixe cyclique (PC) est convenablement choisie pour éviter l'interférence inter-symboles. Sous ces hypothèses, la matrice  $H^{i,j}$  de taille  $M \times M$  est circulaire, avec le vecteur de circulation  $[h^{i,j}(0), h^{i,j}(1), \dots, h^{i,j}(T_d-1), 0, \dots, 0]^T$ , où  $h^{i,j}(m) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l^{i,j} w_l(m)$  dénote l'échantillon trouvé après sous-échantillonnage de la réponse impulsionnelle du canal. Par conséquent,  $H^{i,j}$  se traduit par:  $H^{i,j}(m) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l^{i,j} W_l(m)$ , où  $W_l$  s'écrit [42]:

$$W_l = \begin{pmatrix} w_l(0) & 0 & \dots & w_l(T_d-1) & \dots & w_l(1) \\ \vdots & w_l(0) & \ddots & & & \vdots \\ w_l(T_d-1) & & \ddots & & & w_l(T_d-1) \\ 0 & \ddots & & & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & w_l(T_d-1) & \dots & w_l(0) \end{pmatrix} \quad (\text{IV-17})$$

Puis, la matrice de canal  $H$  de taille  $MN_r \times MN_t$  peut être écrite, en utilisant le produit de Kronecker, sous la forme:  $H = \sum_{l=0}^{L-1} A_l \otimes W_l$  [41]:

$$\text{Avec } A_l = \begin{pmatrix} c_l^{0,0} & \dots & c_l^{0,N_t-1} \\ \vdots & & \vdots \\ c_l^{N_r-1,0} & \dots & c_l^{N_r-1,N_t-1} \end{pmatrix} \quad (\text{IV-18})$$

Ainsi, comme dans le contexte SISO, la matrice de canal peut être décomposée en produit d'une matrice dépendant du retard de chemin du canal par une matrice dépendant des coefficients d'évanouissement de canal.

#### IV.4.2 L'information mutuelle

L'information mutuelle s'écrit :

$$I = \frac{1}{M} \log_2 \left( \det(I_{MN_r} + \rho H H^*) \right) \quad (\text{IV-19})$$

Appliquons le bloc DFT à la matrice  $H$  pour obtenir la quantité  $G = (I_{N_r} \otimes F_M)H(I_{N_t} \otimes F_M^*)$ . En utilisant la propriété suivante de Kronecker [19] :  $(A \otimes B)(C \otimes D) = (AC) \otimes (BD)$

$G$  s'écrit :  $G = \sum_{l=0}^{L-1} A_l \otimes (F_M W_l F_M^*)$ . Ainsi, puisque  $W_l$  est circulaire, elle est diagonalisée par post-

multiplication par  $F_M^*$  et pré-multiplication par  $F_M$ , soit :  $F_M S_l F_M^* = \text{diag} \left\{ \sum_{m=0}^{T_d-1} w_l(m) e^{-j \frac{2\pi k m}{M}} \right\}_{k=0}^{M-1}$ .

Ensuite, nous groupons ensemble les éléments de la matrice liés à la même sous-porteuse, en pré-multipliant la matrice de canal  $G$  par une matrice de permutation  $P_R$  et en la post-multipliant par une matrice de permutation similaire  $P_T$ . Il en résulte la matrice de canal permutée, donnée par :

$$\tilde{G} = P_R G P_T = \text{diag} \left\{ G(e^{j \frac{2\pi k}{M}}) \right\}_{k=0}^{M-1} \quad (\text{IV-20})$$

Avec

$$G(e^{j \frac{2\pi k}{M}}) = \sum_{m=0}^{T_d-1} \sum_{l=0}^{L-1} R^{\frac{1}{2}} H_{w,l} w_l(m) e^{-j \frac{2\pi k m}{M}} \quad (\text{IV-21})$$

On peut facilement vérifier que, si nous considérons un profil simplifié de canal, où les retards sont le multiple de la période d'échantillonnage, nous avons  $W_l(m) = 1$  pour  $m = l$  et nulle pour  $m \neq l$ , dans ce cas,  $\tilde{G}(e^{j \frac{2\pi k}{M}})$  se réduit à l'expression donnée par Bolcskei :  $\tilde{G}(e^{j \frac{2\pi k}{M}}) = \sum_{l=0}^{L-1} R^{\frac{1}{2}} H_{w,l} e^{-j \frac{2\pi k l}{M}}$ .

Finalement, l'information mutuelle est exprimée comme suit [24]:

$$I = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \log_2 \left( \det \left( I_{N_r} + \rho \tilde{G} \left( e^{j \frac{2\pi k}{M}} \right) \tilde{G} \left( e^{j \frac{2\pi k}{M}} \right)^* \right) \right) \quad (\text{IV-22})$$

#### IV.4.3 La capacité maximale

Considérant la décomposition de matrice de canal donnée dans le paragraphe IV.3.1, la capacité ergodique maximale est donnée par :

$$E(C) \leq \frac{1}{M} \log_2 \left( \det \left( I_{MN_r} + \rho N_t \sum_{l=0}^{L-1} R_l \otimes (W_l W_l^*) \right) \right) \quad (\text{IV-23})$$

#### IV.5 Simulation du système MIMO-WiFi

Après avoir modéliser le canal MIMO et donner l'expression théorique du capacité, nous exposons dans la partie suivante un rappel succinct des caractéristiques principales de la couche physique de la norme IEEE 802.11a, accompagné de certaines informations indissociables concernant la couche de

contrôle (MAC). Des éléments qualitatifs sont ensuite rapportés pour justifier l'exploitation de la dimension spatiale en milieu indoor dans la bande de 5 GHz. La suite est consacrée à l'élaboration d'une extension MIMO au système Wi-Fi5, en suivant une démarche logique visant à aboutir à une famille d'architectures raisonnablement complexes. Les résultats de simulation obtenus au cours de cette thèse apparaissent à la fin de ce chapitre.

#### **IV.5.1 Description de la couche physique IEEE 802.11a (Wi-Fi5)**

La couche physique Wi-Fi5, décrite par la norme WECA, repose sur la modulation OFDM et un mode de transmission par paquets. Cette couche physique utilise la bande radio U-NII des 5GHz, qui offre une largeur de bande plus importante (300MHz). Les deux premières sous-bandes (Low et Middle) de la bande U-NII (5.15 GHz – 5.35 GHz), sont divisées en 8 canaux de 20 MHz. Chaque canal est ensuite divisé en 52 sous-canaux de 300 KHz, 48 pour la transmission de données et 4 pour la correction d'erreur. IEEE 802.11a offre des débits de 6 à 54 Mbits/s suivant la modulation de phase utilisée. La BPSK permet d'atteindre un débit de 6Mbits/s et 64QAM permet d'atteindre un débit de 54 Mbit/s [15, 18].

Le mécanisme d'accès au canal, défini dans la couche MAC, repose sur le protocole CSMA/CA. Une station, qui souhaite émettre, explore les ondes, et si aucune activité n'est détectée, attend un temps aléatoire avant de transmettre si le support est toujours libre. Si le paquet est intact à la réception, la station réceptrice émet une trame ACK qui, une fois reçue par l'émetteur, met un terme au processus. Si la trame ACK n'est pas détectée par la station émettrice (parce que le paquet original ou le paquet ACK n'a pas été reçu intact), une collision est supposée et le paquet de données est retransmis après attente d'un autre temps aléatoire.

L'utilisation de la bande disponible est optimisée par un mécanisme d'adaptation de la liaison qui modifie le débit transmis en jouant sur les modulations des sous-porteuses et le rendement du code. Les modulations BPSK, QPSK, 16QAM sont requises et la modulation 64QAM reste optionnelle. Le contrôle d'erreur est effectué par le code convolutionnel  $(133\ 171)_8$  de rendement 1/2 et de longueur de contrainte 7, les rendements 2/3 et 3/4 étant obtenus par poinçonnage [25]. Le tableau (IV.1) liste les modes prévus par le standard. Les valeurs des paramètres sont choisies pour garantir que le nombre de bits codés soit un multiple entier du nombre de bits transmis par symbole OFDM [28].

La figure (IV-1) présente la configuration de référence de l'émetteur. Les paquets de données à transmettre, délivrés à la couche PHY, sont embrouillés, à l'aide d'une séquence pseudo-aléatoire, dans le but de casser d'éventuelles séquences binaires constantes dans les données fournies au reste du processus de modulation. Les données embrouillées alimentent un bloc de codage de canal constitué d'un code convolutionnel principal  $(133\ 171)_8$ , de rendement constant 1/2, suivi de deux étages de

poinçonnage chargés d'adapter le débit aux conditions de propagation. Un mécanisme de poinçonnage additionnel assure également que les paquets sont transcrits sur un nombre entier de symboles OFDM.

Débit binaire (Mbits/s)	Type de modulation	Taux de codage	Nombre de bits codés par sous-porteuse ( $N_{BPSC}$ )	Nombre de bits codés par symbole OFDM ( $N_{CBPS}$ )	Nombre de bits de données par symbole OFDM ( $N_{BPSC}$ )
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAm	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

Tableau IV.1 Modes physiques IEEE 802.11a (Wi-Fi5) [16].

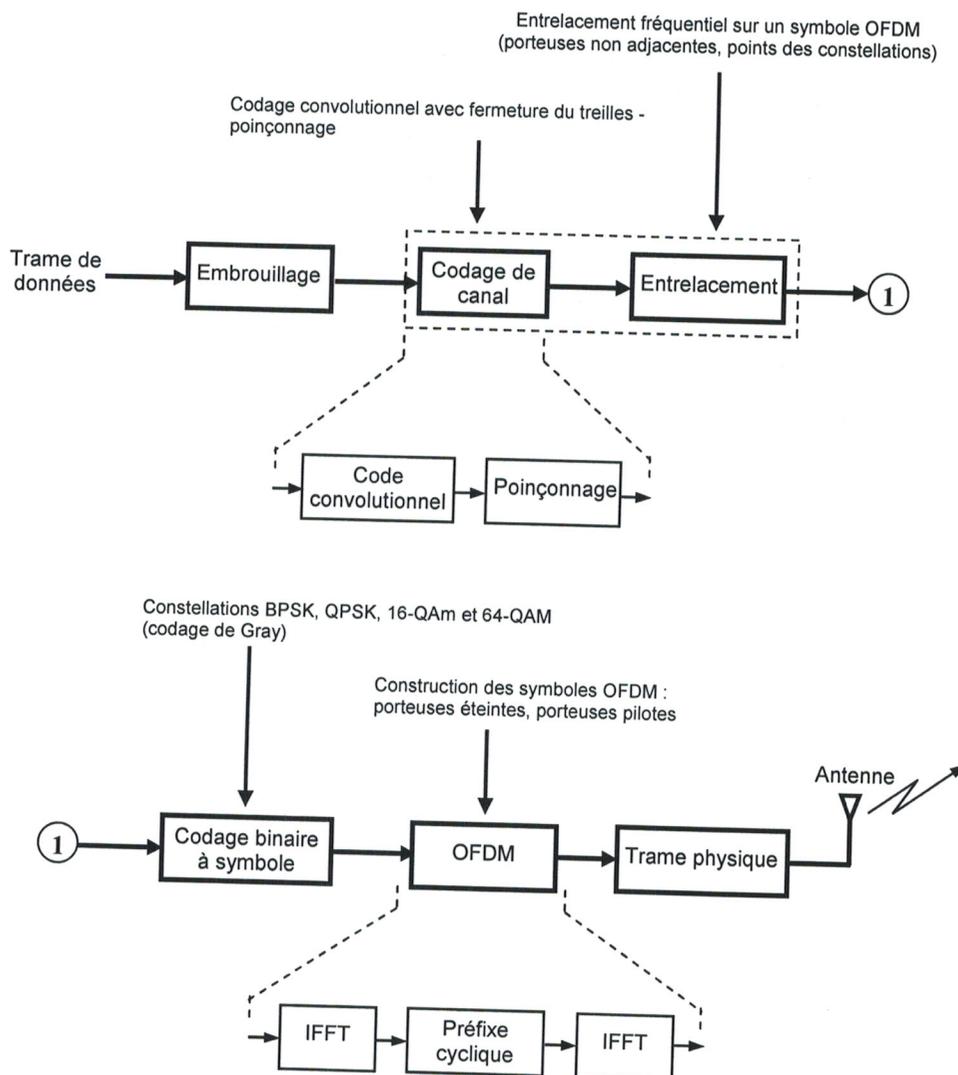


Figure IV.1 Chaîne d'émission IEEE 802.11a

Les données codées sont entrelacées afin d'empêcher l'apparition de paquets d'erreur en entrée du décodeur associé en réception. Le motif d'entrelacement est constitué de deux niveaux, le premier plaçant les bits codés successifs sur des porteuses les plus éloignées possible et le second garantissant que les bits codés sont alternativement affectés à des bits plus ou moins protégés de la constellation. Une fois converties en symboles de modulation, par codage de Gray, les données sont multiplexées en fréquence par le modulateur OFDM. Finalement, le flot de symboles OFDM est réparti en paquets, caractérisés par des propriétés différentes selon la nature de l'information transportée.

Le récepteur effectue globalement les opérations inverses, auxquelles viennent s'ajouter le contrôle de puissance, la synchronisation temporelle et fréquentielle ainsi que l'estimation du canal. Des séquences spécifiques sont placées en préambule de chaque paquet pour supporter ces différentes tâches.

Le tableau (IV.2) regroupe les paramètres essentiels de la modulation [16, 28]. Entre autres, la durée de l'intervalle de garde est cruciale. En milieu domestique, l'étalement moyen de la réponse impulsionnelle est de l'ordre de 50 ns, pour des réponses atteignant au maximum des longueurs de 200 ns, et un préfixe de 400 ns se montre suffisant pour une absorption complète des échos. Par ailleurs, le nombre de sous-porteuses utiles monte à 48 parmi les 64 porteuses réellement disponibles. Cette différence s'explique par l'insertion régulière de porteuses pilotes, exploitées pour l'acquisition de la réponse du canal, ainsi que par la présence de porteuses éteintes aux extrémités et au centre du multiplex, justifiées par des considérations liées au filtrage du signal et aux fuites des oscillateurs locaux. Le rôle des porteuses pilotes n'est pas de suivre les variations temporelles du canal, négligeables dans la pratique, mais de suivre les perturbations engendrées par le bruit de phase des oscillateurs.

Paramètres	Symboles	Valeurs	
Cadence d'échantillonnage	$f_s = 1/T$	20 MHz	
Durée utile d'un symbole	$T_u$	$64T = 3.2 \mu s$	
Durée du préfixe cyclique	$T_{cp}$	$16T = 0.8 \mu s$	$8T = 0.4 \mu s$ optionnel
Durée d'un symbole	$T_s$	$80T = 4 \mu s$	$72T = 3.6 \mu s$
Taille de la FFT	-	64	
Nombre de sous-porteuses utiles	$N_{DS}$	48	
Nombre de sous-porteuses pilotes	$N_{SP}$	4	
Nombre total de sous-porteuses	$N_{ST}$	52	
Espacement inter-porteuses	$\Delta f$	315 KHz	
Espacement entre les porteuses extrêmes	-	16.25 MHz	

**Tableau IV.2** Paramètres des symboles OFDM IEEE 802.11a

### IV.5.2 Bien-fondé d'un système MIMO-WiFi

Les systèmes Wi-Fi seront déployés dans une grande variété d'environnements tels que des bureaux, des locaux industriels, des halls de présentation ou encore des milieux résidentiels. Cinq modèles de canaux, résumés dans le tableau (IV.3), ont été produits pour représenter ces différents scénarios [16].

L'accroissement attendu du débit par l'utilisation conjointe de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception repose sur l'aptitude à multiplexer spatialement l'information. Les différents milieux envisagés ne sont pas égaux devant cette opportunité, certains étant plus favorables à l'exploitation de la dimension spatiale. Le but est ici d'estimer dans quelle mesure le milieu indoor, associé principalement au modèle B, est propice à une extension MIMO.

Réf.	Statistique	Types d'environnement
A	Rayleigh	Pièce encombrée dans un environnement intérieur ouvert, absence de visibilité directe
B	Rayleigh	Pièce encombrée dans un environnement intérieur fermé, absence de visibilité directe
C	Rayleigh	Identique à B avec positions différents, absence de visibilité direct
D	Rice	Identique à C avec visibilité
E	Rayleigh	Milieu ouvert de grandes dimensions, absences de visibilité direct

**Tableaux IV.3** Modèles de canaux Wi-Fi

A la fréquence 5 GHz, la demi longueur d'onde est de l'ordre de 3cm, ouvrant la voie à des réseaux d'antennes de petites dimensions. Dans cette bande des 5 GHz, une application sans fil en milieu indoor confiné semble donc tout à fait propice au déploiement d'un système MIMO.

### IV.5.3 Extension MIMO

Après avoir établi le gain potentiel promis par l'utilisation de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception, il reste à concevoir un système conforme aux spécifications du standard IEEE 802.11a [43]. Pour limiter les problèmes inhérents au surcoût, le nombre d'antennes par réseau permettant le multiplexage d'espace est choisi au maximum égal à huit (8 antennes en émission et 8 en réception).

### IV.5.3.1 Analyse du problème

Une validation intermédiaire des spécifications de l'application visée, est essentielle avant de poursuivre. Les objectifs initiaux ne sont pas remis en cause:

- débit: l'augmentation du débit recherché est théoriquement atteint, malgré la limitation sur le nombre d'antennes;
- robustesse: la probabilité d'erreur dépendra du nouveau schéma de transmission et des protocoles de correction logés dans la couche de contrôle (couche MAC) Wi-Fi5, que l'on a conservée;
- qualité de service: le support de service est assuré par la couche de contrôle IEEE 802.11a.

Il en est de même pour les trois contraintes identifiées par:

- environnement: la section précédente a montré la parfaite adéquation des systèmes MIMO avec le milieu domestique;
- régulations: les contraintes en terme de spectre et de puissance d'émission sont automatiquement vérifiées en conservant la modulation OFDM, avec les paramètres originaux;
- complexité: la maîtrise de la complexité matérielle et logicielle demeure le point le plus délicat.

### IV.5.3.2 Architecture MIMO-IEEE 802.11a

La recherche d'un système optimal nécessite de répartir le traitement temps-espace conjoint sur l'intégralité des chaînes d'émission et de réception, conduisant à des architectures radicalement différentes du schéma de transmission Wi-Fi5 classique. Une telle solution sera évitée ici du fait non seulement de la complexité impliquée mais également de son caractère peu propice à un développement rapide, facilité par une réutilisation maximale des chaînes préexistantes. On s'oriente donc ici vers un système MIMO-WiFi sous-optimal dérivé du système SISO-WiFi avec un niveau de modifications acceptable [43]. En observant (chapitre III) que la partie avale d'émission/réception radio (antennes, multiplexage spatio-temporel et modulation OFDM) est inévitablement modifiée pour intégrer les réseaux d'antennes contrairement à la partie amont de jonction (codage convolutionnel, entrelacement et modulation), demeurant impérativement identique pour respecter le standard. On voit que le degré de changement et la complexité du futur système sont proportionnels à la profondeur de la remontée du traitement spatial dans les chaînes.

En résumé à ces fonctions essentielles, la chaîne simplifiée Wi-Fi5 comprend une fonction de codage de canal, incluant l'entrelacement, et une fonction de modulation OFDM. Il semble raisonnable de conserver la modulation OFDM pour au moins trois raisons:

- respect des normes de transmission: conserver la modulation OFDM avec les paramètres initiaux est la stratégie la plus simple pour vérifier les signatures temporelle et fréquentielle imposées;
- immunité aux trajets multiples: la modulation OFDM reste l'une des techniques d'égalisation fréquentielle les plus simples à mettre en oeuvre, principalement sur des canaux difficiles à fort étalement temporel;
- multiplexage fréquentiel: le mariage de la modulation OFDM avec un système à double réseau d'antennes est très intéressant puisque le canal de transmission sélectif en fréquence est décomposé en une somme de canaux strictement plats.

Chaque branche d'émission contiendra donc un bloc de modulation OFDM.

Le code convolutionnel  $(133\ 171)_8$  semble superflu de prime abord, ne serait-ce que pour la raison qu'il est conçu pour un canal SISO. Deux points jouent pourtant en sa faveur:

- complémentarité avec les modulations codées temps-espace: le code convolutionnel et les modulations codées travaillent sur deux plans distincts, respectivement sur le corps des symboles d'information, et le corps des nombres complexes des symboles modulés. Ils s'associent donc aisément de part et d'autre de l'opérateur de codage binaire à symbole;
- statistique du signal: construit pour la correction d'erreurs sur canal gaussien, le code  $(133\ 171)_8$  altère peu la statistique de la source et reste peu sensible au traitement effectué en aval.

Il apparaît donc favorable de garder le bloc de codage prévu par le standard Wi-Fi5. On rappelle que l'on considère ici un codage spatio-temporel.

Au final, pour un système de coût raisonnable, le point idéal d'implantation des techniques MIMO se situe entre le codeur de canal Wi-Fi5 et le modulateur OFDM. La nouvelle architecture est présentée sur la figure III-1, que l'on pourra comparer au schéma original d'un système Wi-Fi5 classique illustré sur la figure IV-1. En clair, l'apport des techniques MIMO s'apparente à des surcouches ajoutées au-dessus du système Wi-Fi5, tout en soulignant la relative simplicité de réalisation et le caractère sous-optimal de cette solution.

#### IV.5.3.3 Contraintes de coût

Le principal frein au développement des systèmes MIMO provient de l'accroissement avec le nombre de voies et de la complexité des chaînes d'émission et de réception. Ce problème est ici d'autant plus exacerbé que l'application envisagée est destinée au marché grand public.

L'évolution des technologies laisse entrevoir des solutions grâce à des simplifications notables intervenant à différents niveaux de la chaîne de communication:

- augmentation des capacités de traitement des processeurs numériques,
- augmentation de la bande passante des convertisseurs numériques-analogiques et analogiques-numériques ainsi que la finesse de quantification,
- réduction du circuit radiofréquence,
- intégration des réseaux d'antennes.

La partie radio-fréquence forme aujourd'hui la composante la plus coûteuse de la chaîne de communication. Elle devrait se réduire au profit d'un traitement numérique pur.

#### IV.5.4 Modèle de simulation

En pratique, les valeurs ci-dessous sont imposées par le contexte de transmission:

- La durée  $T_g$  de l'intervalle de garde est imposée la plus longue par la repense impulsionnelle du canal ( $T_g$  doit être supérieure ou égale à la durée de cette réponse).
- La largeur de bande  $B$  utile est imposée soit par les autorités responsables de l'allocation des fréquences, soit par le matériel de transmission, soit par les caractéristiques du canal.
- La puissance de transmission  $P_t$  est imposée par les sources d'énergie utiles (et aussi par le matériel).

On peut alors comparer différentes approches pour des mêmes valeurs de  $T_g$ ,  $B$  et  $P_t$ . S'il y a  $N_t$  émetteurs, chacun transmet avec une puissance  $P_t/N_t$ .

En considérant une constellation de  $2^m$  points, le débit binaire pour l'OFDM est [1, 11]:

$$D_b^{OFDM} = \eta.m.B \quad (\text{IV-24})$$

Le facteur  $\eta$  représente les pertes d'efficacité inhérente à l'intervalle de garde et se définit comme suit:

$$\eta = \frac{T_u}{T_u + T_g} \quad (\text{IV-25})$$

$T_u$  est la durée symbole et détermine l'écart fréquentiel entre les sous-porteuses.

Lorsque  $T_u$  augmente, le débit augmente, et sa borne supérieure est  $m.B$ . En pratique,  $T_u$  ne doit pas être trop grand, sinon les porteuses se rapprochent trop, et des erreurs dues à un petit effet Doppler peuvent même apparaître. De la même façon, si  $m$  devient trop important, les points de la constellation se rapprochent et même un bruit faible pourrait causer des erreurs.

Considérons maintenant un système MIMO-OFDM. Grâce aux  $N_t$  émetteurs, le débit devient [1]:

$$D_b^{MIMO-OFDM} = N_t \cdot m \cdot B \cdot \eta \quad (IV-26)$$

Cependant, cela ne veut pas dire forcément que l'association MIMO-OFDM est  $N_t$  fois plus efficace que l'OFDM seule. En effet, dans la transmission MIMO-OFDM, la puissance de transmission est répartie sur les  $N_t$  émetteurs, ce qui amoindrit (relativement) le rapport signal sur bruit, et oblige à réduire  $m$  et/ou  $T_u$  pour compenser. Ceci revient à dire que comparer les débits de ces deux approches avec les mêmes valeurs de  $m$  et  $T_u$  ne serait pas juste, parce que les taux d'erreurs ne seraient pas les mêmes.

Comparer les efficacités spectrales de ces deux systèmes (en bits par seconde par Hertz (bit/s/Hz)) semble une plus juste, parce que cela revient en fait à mesurer l'information, et les erreurs sont alors automatiquement prises en compte.

Si chaque sous-canal utilise la même largeur de bande, l'efficacité spectrale globale théorique est l'efficacité spectrale moyenne. Si les largeurs de bande ne sont pas identiques, il faut avoir recours à une somme pondérée selon chaque sous-bande.

$$C = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} C_k \quad (IV-27)$$

où  $C_k$  représente la capacité du canal pour la sous-porteuse  $k$ . Elle est obtenue de la façon suivante :

$$C_k = \eta \log_2(1 + \rho_k) \quad (IV-28)$$

avec  $\rho_k$  le RSB de la sous-porteuse  $k$  et le coefficient  $\eta$ , qui tient compte des pertes d'efficacité spectrale dans le temps de garde.

L'efficacité spectrale, qui représente la capacité réellement atteinte par le système en pratique est liée au nombre d'erreurs lors de la transmission. Elle est calculée grâce à l'équation [1, 11]:

$$C_{\text{exp}} = \eta \times N_t \times m \times C \quad (IV-29)$$

Avec

$$C = 1 + teb \times \log_2(teb) + (1 - teb) \times \log_2(1 - teb) \quad (IV-30)$$

où  $teb$  est le TEB (Taux Erreur Binaire) estimé.

## IV.6 Simulations et résultats

Toutes ces recherches théoriques ont mené à la conception d'un simulateur implémentant la plupart des techniques présentées dans cette thèse. Ce simulateur a été développé sous MATLAB<sup>®</sup>, au sein du laboratoire STIC (Systèmes de Technologies de Information et de Communication) de l'Université de Tlemcen; les schémas des interfaces du simulateur (Toolbox) se trouvent en annexe. La figure III.1 (chapitre précédent) présente le schéma bloc du simulateur. Comme on peut le constater, les possibilités de simulations sont très nombreuses. On ne présentera par conséquent qu'un aperçu représentatif. Les paramètres utilisés dans les simulations s'inspirent tous du standard de référence IEEE 802.11a (Wi-Fi5) et c'est le but de cette thèse d'appliquer la technologie MIMO dans les réseaux Wi-Fi.

Afin d'obtenir des résultats statistiquement significatifs, les courbes de débit binaire ont été générées. Les abscisses des courbes sont graduées en fonction de  $E_b/N_0$  c-à-d le rapport entre l'énergie par bit et la densité spectrale unilatérale de bruit en une antenne de réception (RSB).

Les simulations sont divisées en plusieurs sections correspondant aux différents systèmes (SISO, SIMO, MISO et MIMO). Dans chaque système on va voir l'influence des différentes techniques correspondant aux différents blocs de système MIMO-WiFi utilisant la modulation OFDM: la diversité (nombre d'antennes), le codage de canal, la modulation (codage bits à symboles), le système OFDM (dans un contexte MIMO code spatio-temporel bien sûr).

Le Tableau (IV.4) reprend les paramètres "par défaut" du simulateur d'un système MIMO-WiFi, un système à deux antenne d'émission ( $N_t = 2$ ) et de deux antennes de réception ( $N_r = 2$ ), un code convolutionnel de taux  $R = 3/4$  et des constellations 16-QAM. La bande passante est de 20MHz et le nombre des sous-porteuses OFDM  $M = 64$ . En fin, le rapport signal sur bruit  $RSB$  est de 0 à 40 dB. La figure IV-2 présente le schéma de l'interface de ce simulateur.

Paramètres	Valeurs
Nombre d'antennes d'émission..... $N_t$	2
Nombre d'antennes de réception..... $N_r$	2
Taux de code convolutionnel..... $R$	3/4
Taille de constellation.....	16-QAM
Nombre de sous-porteuses OFDM... $M$	64
Largeur de la bande passante.....	20 MHz
Rapport signal sur Bruit..... $RSB$	De 0 à 40 (dB)
Couleur du Graphe.....	Bleu

**Tableaux IV.4** Paramètres par défaut du simulateur MIMO-WiFi.

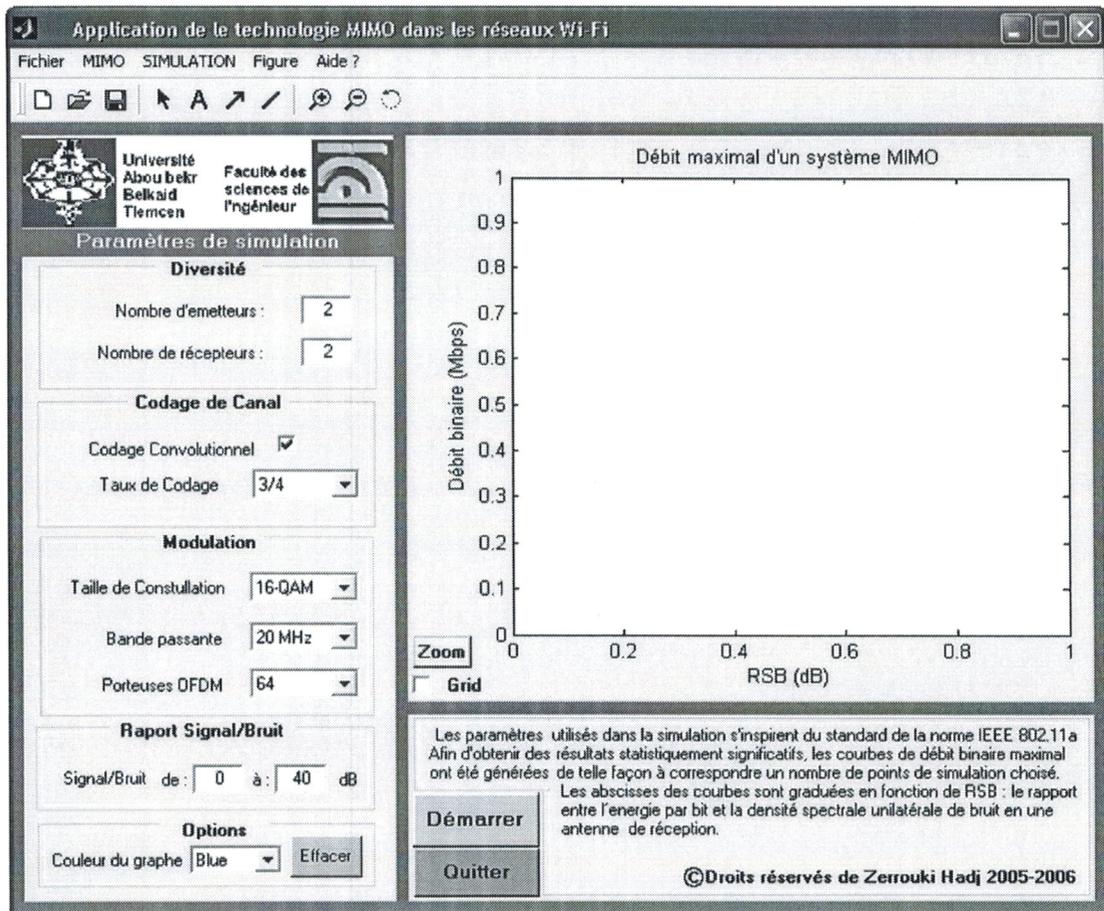


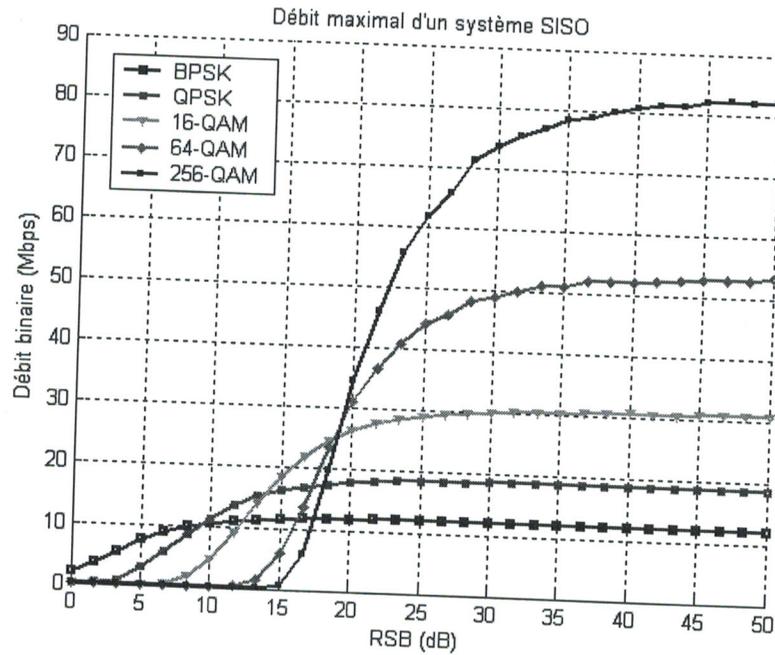
Figure IV.2 Interface graphique du simulateur MIMO-WiFi.

### IV.6.1 Simulation d'un canal SISO (Wi-Fi5)

Dans cette partie, nous avons simulé la chaîne de transmission présentée sur la figure IV-1 qui schématise la chaîne de transmission Wi-Fi en utilisant le code convolutionnel  $(133,171)_8$ . Nous avons utilisé différents types de modulation, différentes sous-porteuses pour la modulation OFDM et une bande passante de 20MHz adaptée à notre application. Les courbes du débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit sont tracées de telle façon à correspondre différentes valeurs des paramètres précitées, le nombre d'antenne étant fixé à  $N_t = N_r = 1$ .

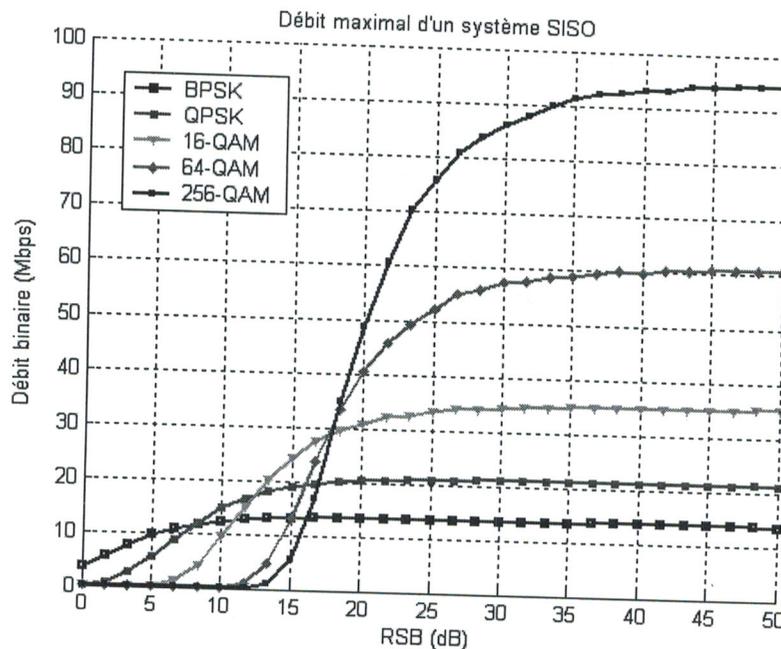
#### IV.6.1.1 Taille des constellations

Les courbes du débit binaire pour différentes constellations sont illustrées sur les figures IV-3, IV-4 et IV-5, respectivement pour un nombre de sous-porteuses de 64, 128 et 512, avec  $R = 3/4$  et  $B = 20\text{MHz}$ . On constate une augmentation en terme de débit quand le nombre d'états de la constellation utilisée augmente. Ceci résulte de l'augmentation du nombre de bits pour des constellations de taille croissante. Le passage de 1 bit par symbole pour BPSK à 2 bits par symbole dans QPSK permet de gagner 67 % en débit (de 12 à 18 Mbits/s), et pour les constellations de 16-QAM, 64-QAM et 256-QAM on aura respectivement 32, 54 et 83 Mbits/s pour  $M = 64$  sous-porteuses (figure IV-3).

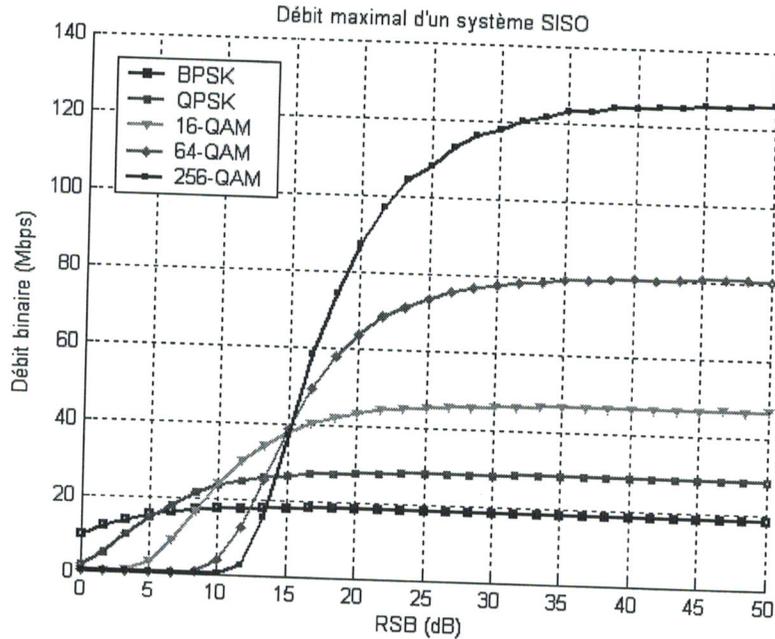


**Figure IV-3** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$  et un nombre de sous-porteuses  $M = 64$ .

Pour les deux figures IV-4 et IV-5 correspondants respectivement à  $M = 128$  et à  $M = 512$ , les valeurs du débit binaire pour les différents types de modulation sont les suivants: Sur la figure IV-4, les constellations BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM et 256-QAM donnent respectivement des débits de 14, 22, 36, 61 et 94 Mbits/s. Nous avons de même sur la figure IV-5 avec  $M = 512$  et pour les mêmes types de constellations les valeurs suivantes de débit 18, 28, 46, 81 et 126 Mbits/s.



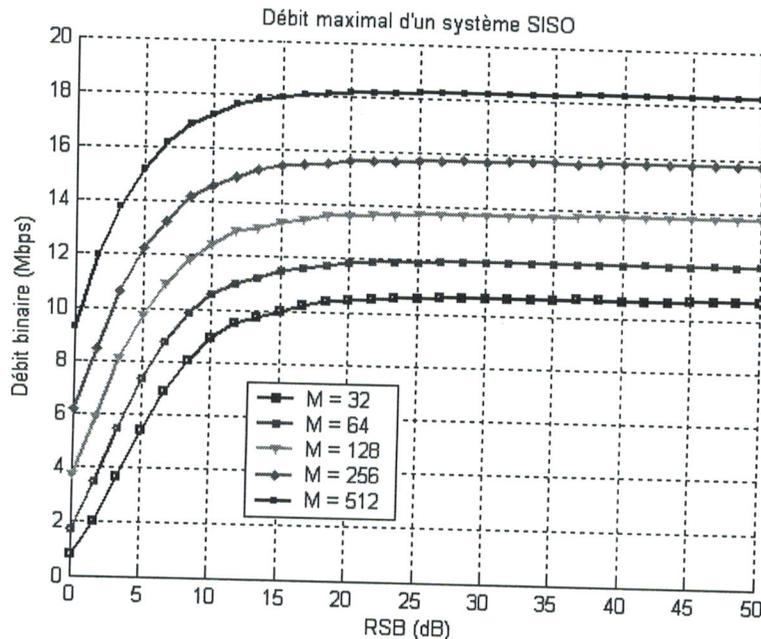
**Figure IV-4** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$  et un nombre de sous-porteuses  $M = 128$ .



**Figure IV-5** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$  et un nombre de sous-porteuses  $M = 512$ .

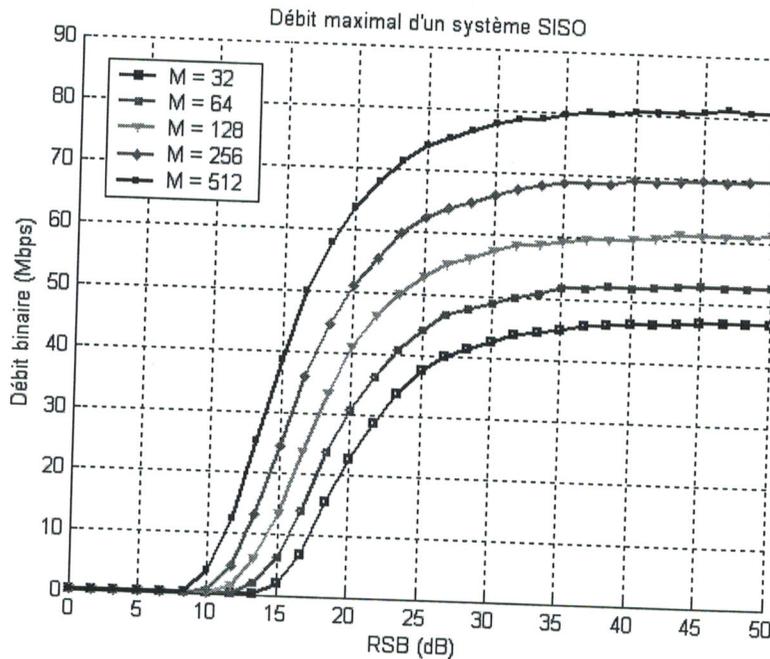
#### IV.6.1.2 Nombre de sous-porteuses OFDM

Les deux figures IV-6 et IV-7 présentent les performances pour différentes valeurs de  $M$ , le nombre de sous-porteuses, respectivement pour une constellation BPSK et 64-QAM (avec une bande passante et un taux de code identique évidemment). On constate quand le nombre de sous-porteuses augmente, les performances s'améliorent de façon importante pour des valeurs de RSB faible. Mais pour un rapport signal sur bruit important l'amélioration en terme de débit reste moins faible par rapport à l'influence de type de modulation dans la section précédente.



**Figure IV-6** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$  et une modulation BPSK.

La figure IV-6 présente le débit binaire pour une modulation BPSK, où l'on remarque que pour un RSB de 50 dB, on passe de 10.6 Mbits/s pour  $M = 32$  à 18.3 Mbits/s pour  $M = 512$ . Pour une modulation 64-QAM et pour  $M = 32$ , nous trouvons sur la figure IV-7 un débit binaire de 47 Mbits/s. Tandis que pour  $M = 512$ , la valeur obtenue de 81 Mbits/s reste faible par rapport au nombre de sous-porteuses ajouté et qui va augmenter la complexité du couple IFFT/FFT.



**Figure IV-7** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$  et une modulation 64-QAM.

#### IV.6.1.3 Codage convolutionnel

Les simulations présentées jusqu'ici n'utilisaient qu'un taux de code fixe  $R = 3/4$ . Les figures IV-8, IV-9 et IV-10 illustrent le gain résultant de l'utilisation de différents taux de code convolutionnel respectivement pour des constellations BPSK, QPSK et 64-QAM (en gardant bien sur  $M = 64$  et  $B = 20\text{MHz}$ ). Il est très clair que pour des valeurs de RSB faibles, le gain en débit est négligeable devant des RSB plus grands.

On remarque sur ces figures, que pour une constellation donnée, le gain en débit augmente proportionnellement avec l'augmentation du taux de code. On peut également constater le bénéfice d'utiliser un décodage par l'algorithme de Viterbi qui permet de corriger les erreurs introduites par le canal de transmission. Ainsi, l'utilisation de poinçonnement permet la réduction de la complexité du décodage.

Sur la figure IV-8, les courbes du débit binaire pour un RSB d'environ 0 dB présentent une valeur au tour de 2 Mbits/s, puis le débit augmente pour fournir à 50 dB des valeurs de 8, 10.7, 12, 13.3 et 14 Mbits/s respectivement pour des taux de 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 et 7/8.

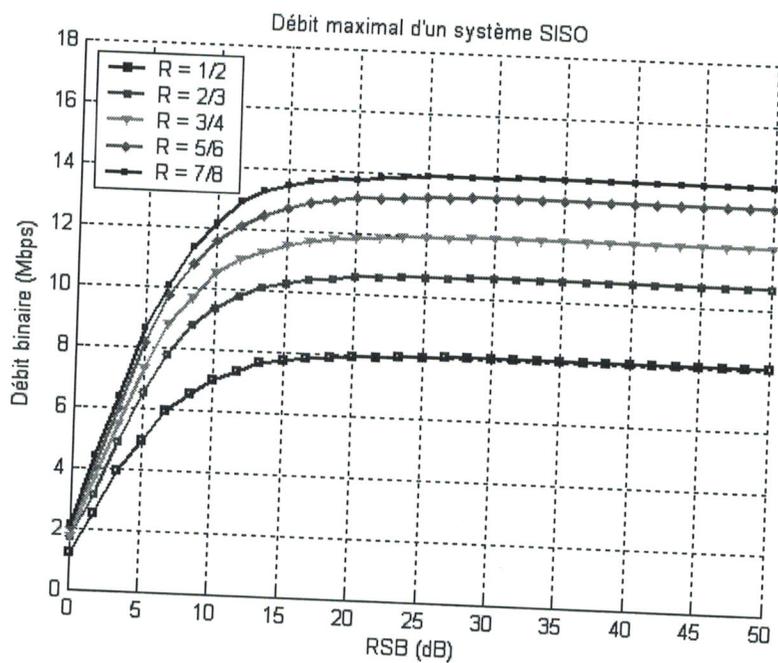


Figure IV-8 Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $B = 20\text{MHz}$ , Nombre de sous-porteuses  $M = 64$  et une modulation BPSK.

Les mêmes remarques peuvent être tirées sur la figure IV-9 pour une modulation QPSK et sur la figure IV-10 à 64-QAM. La seule différence que l'on peut noter est l'augmentation la plus rapide des courbes de débit quand la taille de constellation augmente.

Sur la figure V-9, le débit binaire passe de 12.5 à 21.8 Mbits/s si on augmente le taux de code de 1/2 à 7/8 c-à-d un gain de 9 Mbits/s. Par contre, pour une constellation 64-QAM l'augmentation du taux de code de 1/2 à 7/8 permet de gagner 26.5 Mbits/s (de 35.5 à 62 Mbits/s).

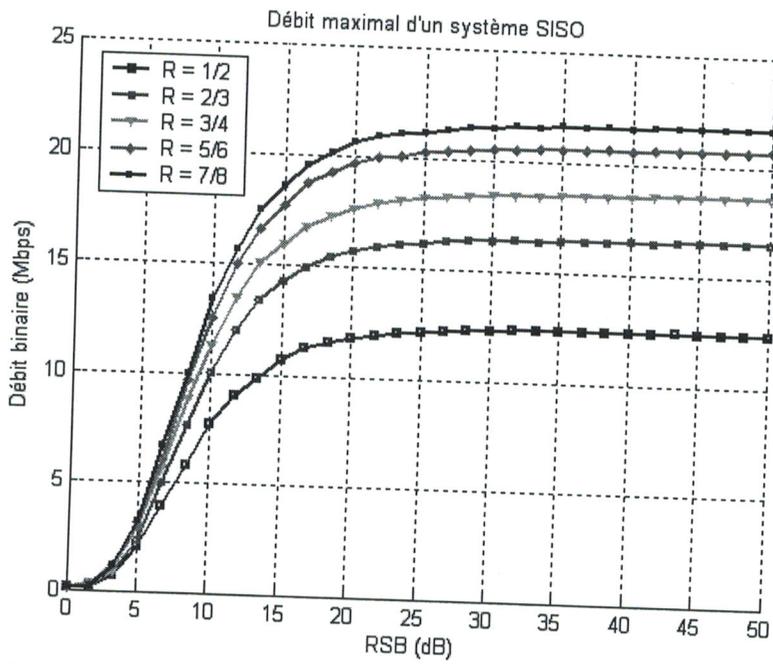


Figure IV-9 Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $B = 20\text{MHz}$ , Nombre de sous-porteuses  $M = 64$  et une modulation QPSK.

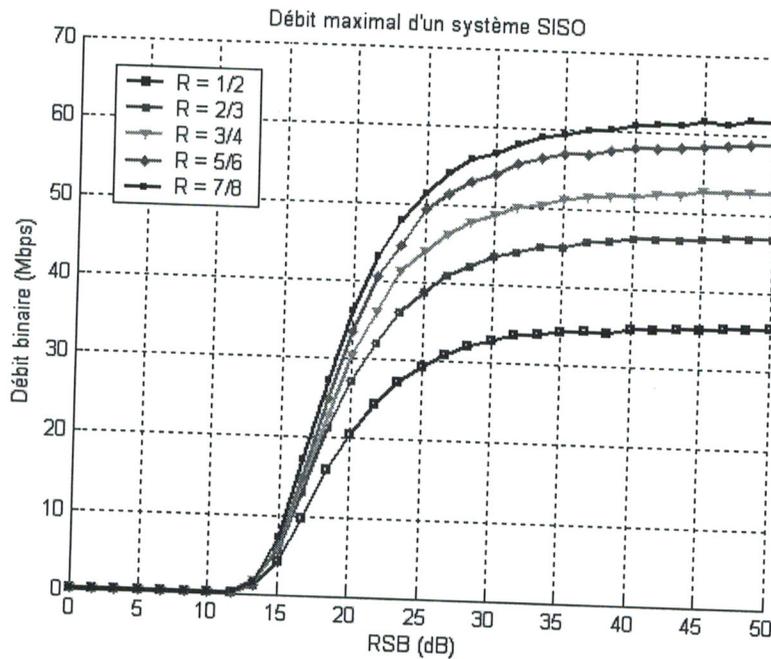


Figure IV-10 Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $B = 20\text{MHz}$ , Nombre de sous-porteuses  $M = 64$  et une modulation 64-QAM.

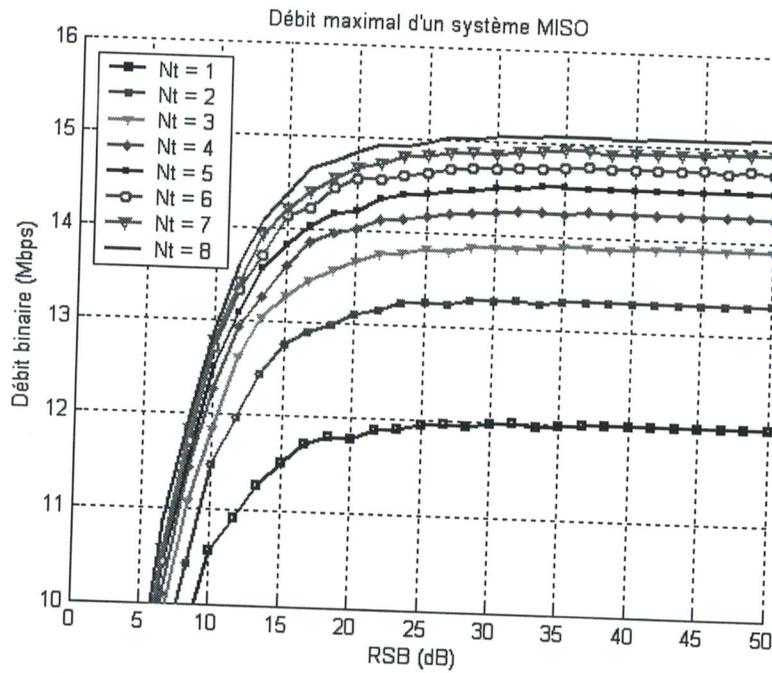
## IV.6.2 Simulation des canaux MISO et SIMO

L'intérêt de cette partie de simulation est de voir l'impact et l'influence du nombre d'antennes sur l'augmentation du débit quand l'un des cotés du système de transmission est mené d'une seule antenne et un réseau d'antennes est placé au coté opposé de la liaison (système SIMO ou MISO).

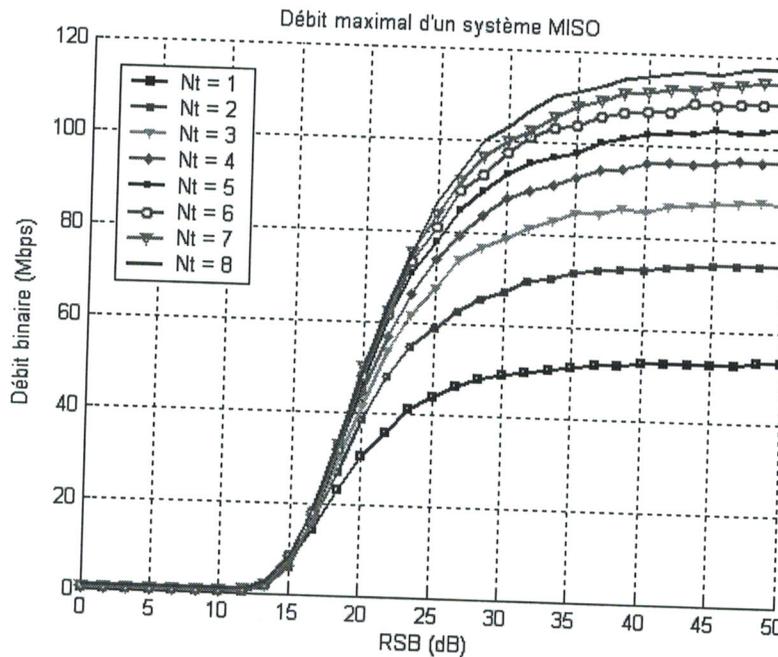
### IV.6.2.1 Canal MISO

Le récepteur étant mené d'une seule antenne, on va voir l'influence du nombre d'antennes d'émission sur l'évaluation des courbes de débit en fonction du RSB. Comme le montre les deux figures IV-11 et IV-12, il est inutile d'augmenter le nombre d'antennes d'émission quand le récepteur a une seule antenne, parce que le traitement des signaux reçus devient très complexe à cause de la grande superposition des signaux au niveaux de la destination.

L'exemple MISO de la figure IV-11, pour une constellation BPSK tout en gardant les mêmes valeurs des autres paramètres ( $B = 20\text{MHz}$ ,  $R = 3/4$ ,  $M = 64$ ), montre les bornes supérieures des traitements sans multiplexage spatial. Le passage à deux antennes en émission permet de gagner 1.3 Mbits/s par rapport au SISO, ce qui n'est pas très important. Avec  $N_t = 8$ , le gain est d'environ 1.8 Mbits/s, ce qui est peu pour six antennes supplémentaires. La même remarque peut être faite sur la figure IV-12, pour une constellation 64-QAM; ce qui reste la principale limitation des systèmes MISO, en particulier à fort RSB. Pour  $N_t = 2$  nous avons un gain de 20 Mbits/s (de 54 à 74Mbits/s). Le gain est d'environ 43 Mbits/s pour 6 antennes supplémentaires. En revanche, le prix à payer pour cette augmentation de débit est tout d'abord matériel, avec la multiplication des antennes et de leur électronique associée, mais aussi logiciel,



**Figure IV-11** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$ , nombre de sous-porteuses  $M = 64$  et une modulation BPSK.

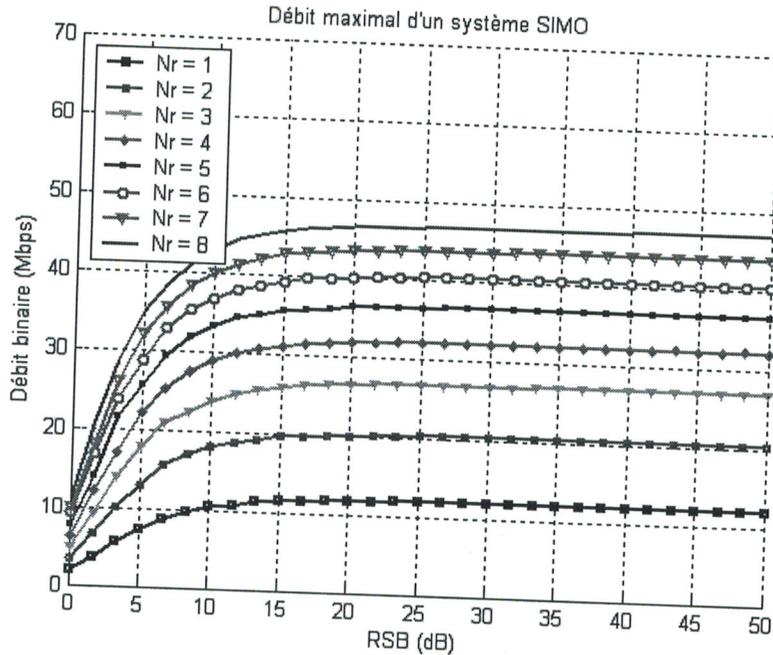


**Figure IV-12** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$ , nombre de sous-porteuses  $M = 64$  et une modulation 64-QAM.

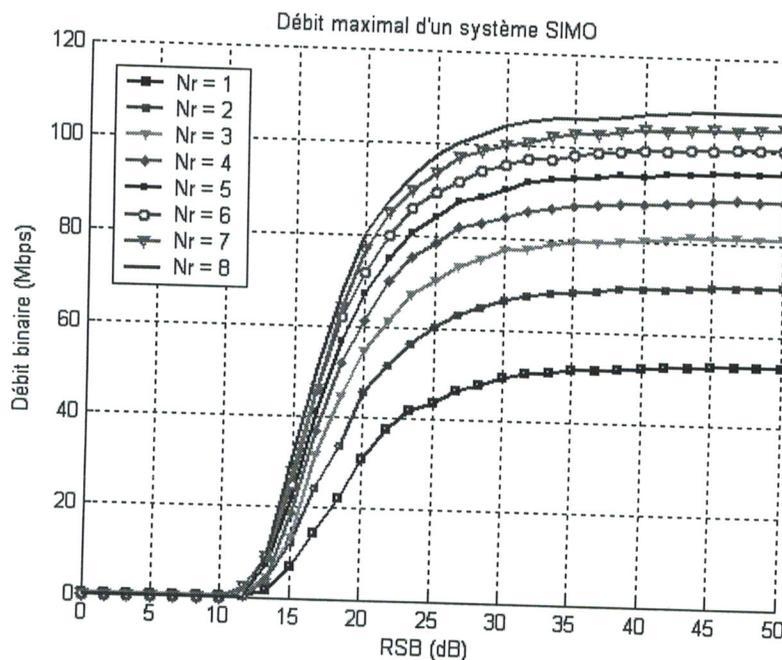
#### IV.6.2.2 Canal SIMO

Dans le cas SIMO et pour les mêmes valeurs des paramètres dans le cas MISO, le débit binaire présenté sur la figure IV-13 (modulation BPSK) varie de 12 à 47 Mbits/s environ, respectivement pour  $N_r = 1$  (canal SISO) et  $N_r = 8$ . Il est plus important que dans le cas d'un canal MISO pour le même nombre d'antennes, donc il faut toujours supposé que le nombre d'antennes en réception est au moins aussi grand que le nombre d'antennes à l'émission.

En revanche, pour le deuxième exemple illustré sur la figure IV-14, où nous avons utilisé une modulation 64-QAM, le système SIMO présente la même performance que le canal MISO. On constate une diminution en terme de gain en débit quand le nombre d'états de la constellation utilisée augmente. La dégradation résulte de la diminution de la distance euclidienne entre les différents états pour des constellations de taille croissante, ce qui dégrade le bénéfice de débit important quand nous avons une seule antenne à l'émission.



**Figure IV-13** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$ , nombre de sous-porteuses  $M = 64$  et une modulation BPSK.



**Figure IV-14** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$ , nombre de sous-porteuses  $M = 64$  et une modulation 64-QAM.

### IV.6.3 Simulation d'un système MIMO-WiFi

La modulation OFDM est connue et utilisée avec succès depuis plusieurs années, mais jusqu'à présent toujours dans un cadre mono-émetteur et mono-récepteur. Les résultats obtenus peuvent laisser penser que les systèmes MIMO pourraient être utilisés dans les réseaux locaux sans fil. Loin de penser ce problème résolu, la simulation présentée ici est un cas extrêmement simplifié dont le seul but est d'illustrer l'association MIMO-OFDM et de l'appliquer dans le réseau Wi-Fi.

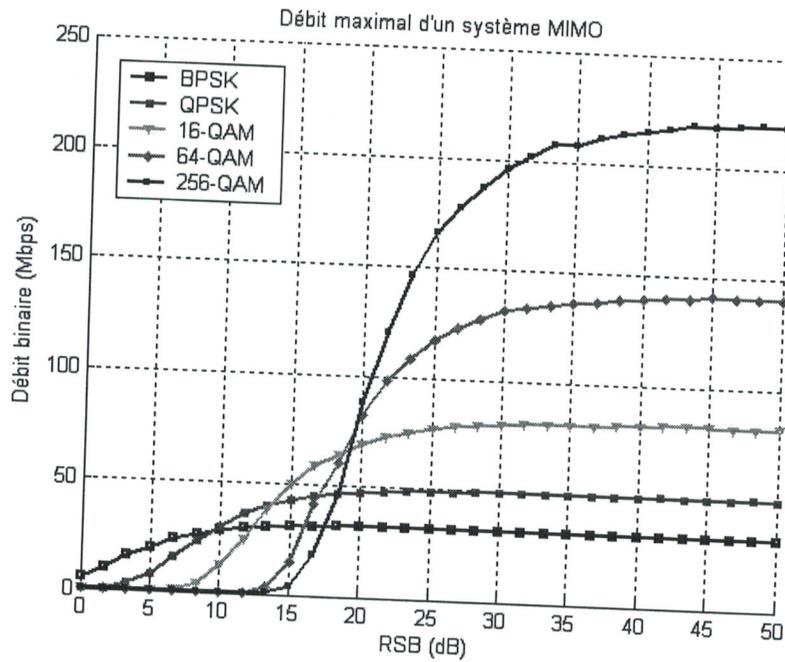
Comme dans le cas d'un système Wi-Fi traditionnel ( $N_t = N_r = 1$ ), La simulation est divisée en plusieurs sections, correspondant aux différentes techniques présentées dans le chapitre précédent, groupées dans le schéma bloc du système MIMO-WiFi illustré sur la figure III-1.

#### IV.6.3.1 Taille des constellations

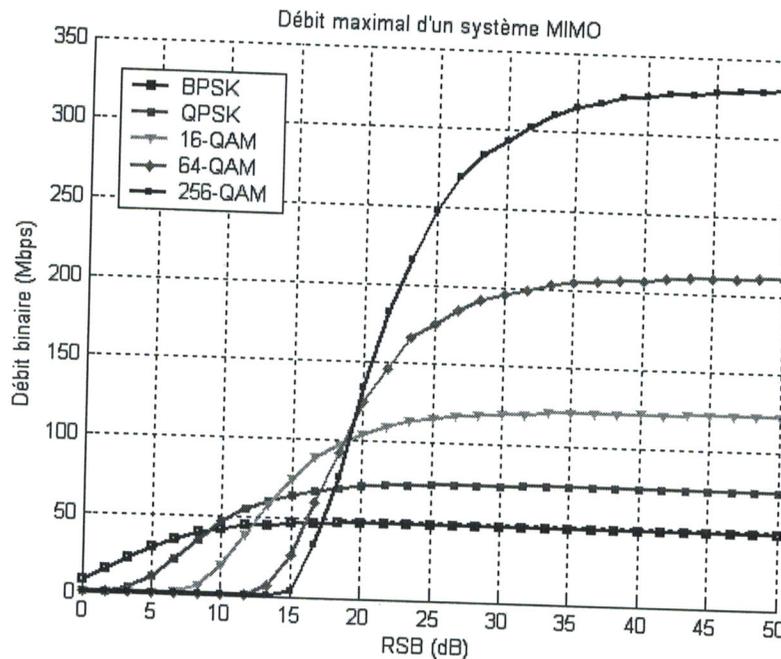
Les figures IV-15, IV-16 et IV-17 étudient l'impact du RSB sur le débit binaire du système MIMO-WiFi utilisant la modulation OFDM et bien sur associée au code spatio-temporel V-BLAST. On utilise respectivement des taux de code de  $1/2$ ,  $3/4$  et  $7/8$ . Le système de simulation retenu comporte  $N_t = 4$  antennes émettrices et  $N_r = 4$  récepteurs, et les symboles sont transmis simultanément sur  $M = 64$  porteuses, la bande passante reste toujours identique à celle d'un système Wi-Fi traditionnel ( $B = 20\text{MHz}$ ). Ces figures illustrent clairement qu'en fonction du RSB, le débit binaire maximal susceptible d'être atteint par le système de transmission dépend du type de constellation utilisé. Ainsi, le mieux est d'utiliser une modulation BPSK jusqu'à 9.3 dB, une QPSK entre 9.3 et 13.7 dB, une 16-QAM entre 13.7 et 18.6 dB et une 64-QAM ou 256-QAM à partir de 19 dB.

A la vue de la figure IV-16 il n'y a aucun doute que le potentiel des systèmes MIMO en terme de débit binaire est énorme par rapport à un système SISO illustré sur la figure IV-3, pour les mêmes valeurs de paramètres. Le débit atteint par ce dernier est clairement plus faible que celui atteint par le MIMO BLAST-OFDM, comme on l'a prouvé théoriquement précédemment (au début de ce chapitre). Ainsi, pour un RSB = 50 dB, on a seulement 54 Mbits/s pour une modulation 64-MAQ, alors qu'on atteint presque 210 Mbits/s en utilisant 4 antennes à l'émission et 4 à la réception (figure IV-16).

La figure IV-17 montre le débit binaire en fonction du  $E_b/N_0$ , pour différentes constellations (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM et 255-QAM), un taux  $R = 7/8$ , et pour le même système de simulation que celui des figures IV-15 et IV-16, avec respectivement des taux de  $1/2$  et  $3/4$ . Le débit binaire augmente bien évidemment avec la taille de la constellation mais la différence est importante quand le rapport signal sur bruit et le taux de code augmentent.



**Figure IV-15** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $N_t = N_r = 4$ ,  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 1/2$ , nombre de sous-porteuses  $M = 64$ .



**Figure IV-16** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $N_t = N_r = 4$ ,  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$ , nombre de sous-porteuses  $M = 64$ .

Cependant, cela ne veut pas dire forcément que l'association MIMO-OFDM est  $N_t$  fois plus efficace que l'OFDM seule quand  $N_t = N_r$ . En effet, dans la transmission MIMO-OFDM, la puissance de transmission est répartie sur les  $N_t$  émetteurs. On remarque clairement que la solution V-BLAST-OFDM offre des performances largement supérieures à l'OFDM seule. Ceci démontre l'indiscutable supériorité d'un tel système et son utilité pour des transmissions à très haute efficacité spectrale.

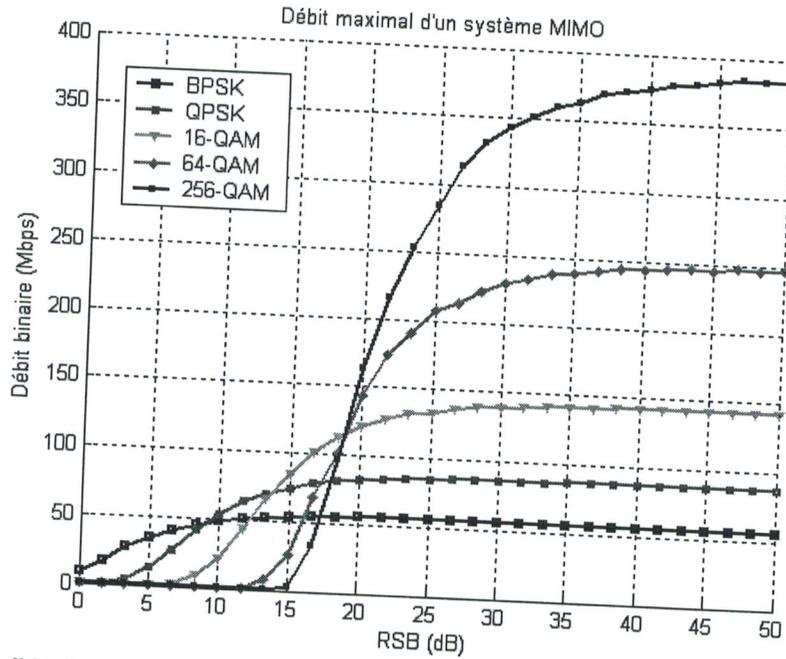


Figure IV-17 Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $N_t = N_r = 4$ ,  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 7/8$ , nombre de sous-porteuses  $M = 64$ .

#### IV.6.3.2 Nombre de sous-porteuses OFDM

Les deux figures IV-18 et IV-19 présentent les performances d'un système MIMO-WiFi en terme de débit à  $N_t = N_r = 4$  pour différentes valeurs de  $M$  (32, 64, 128, 256 et 512), du nombre de sous-porteuses OFDM (avec une bande passante et un taux de code identiques évidemment) et respectivement pour les deux tailles de constellation BPSK et 64-QAM.

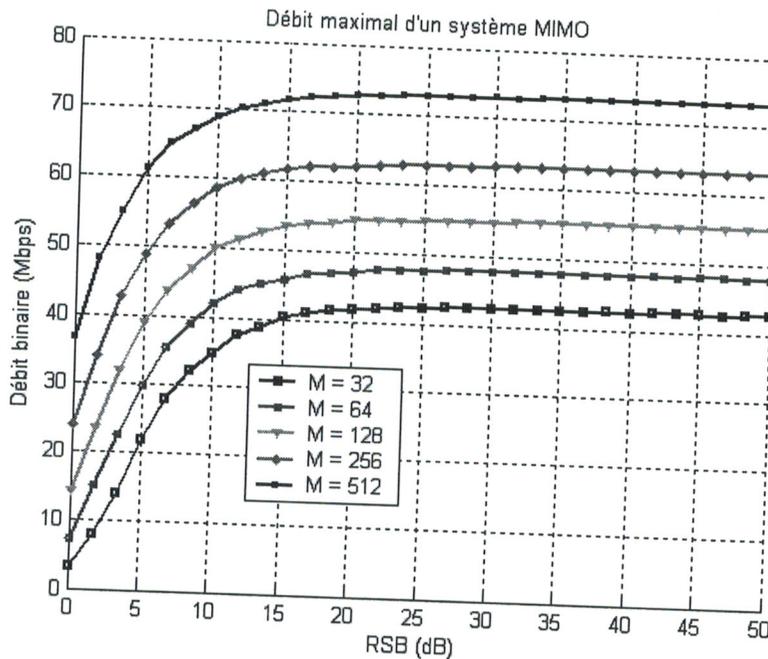
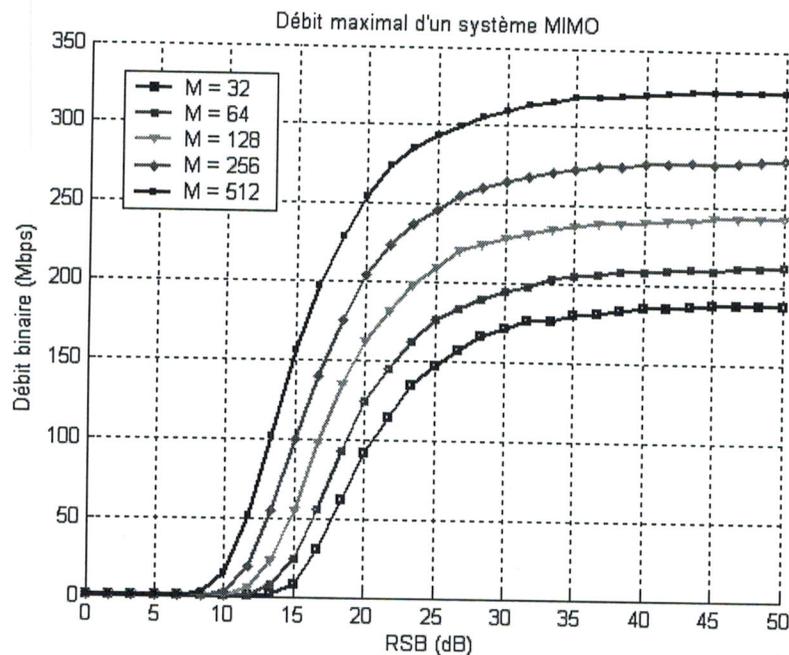


Figure IV-18 Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $N_t = N_r = 4$ ,  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$ , type de modulation BPSK

On constate que les performances s'améliorent de façon importante quand le nombre de sous-porteuses augmente. En effet, le débit binaire est amélioré de façon acceptable. Cependant, augmenter le nombre de sous-porteuses présente certains désavantages. Tout d'abord, un délai plus important et une complexité plus élevée pour la paire IFFT/FFT. Ensuite, l'estimation de canal est plus complexe. Enfin, la durée symbole étant proportionnelle au nombre de sous-porteuses, elle peut devenir significative par rapport au temps de cohérence du canal.

La figure IV-19 compare les valeurs de débit lorsqu'on utilise une constellation 64-QAM pour différentes valeurs de  $M$ . On peut remarquer que le passage de 32 à 512 porteuses permet de gagner 135 Mbits/s (de 188 à 323 Mbits/s) ce qui est énorme en terme de débit. Ainsi, la modulation 64-QAM est peut être mieux utilisée à des RSB moins faibles pour  $M = 512$  que pour des valeurs inférieures (la 64-QAM peut être utilisée pour  $M = 512$  à  $RSB = 8$  dB, mais à  $RSB = 14$  pour  $M = 32$ ). La figure IV-18 montre d'ailleurs ces performances puisque la courbe de débit binaire du BPSK s'améliore pour un RSB de 0 dB, de 3 à 36.7 Mbits/s si le nombre de porteuse passe de 32 à 512.



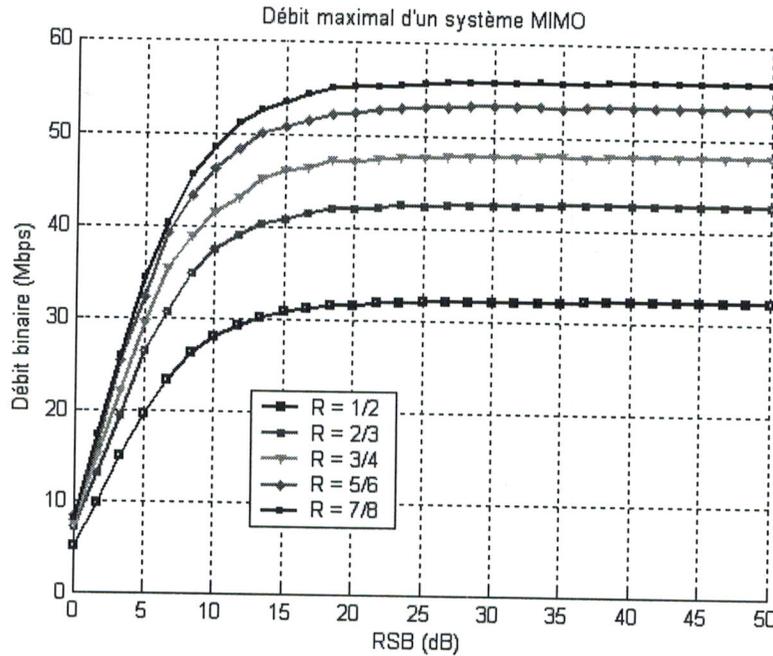
**Figure IV-19** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $N_t = N_r = 4$ ,  $B = 20$  MHz, taux de code  $R = 3/4$ , type de modulation 64-QAM

### IV.6.3.3 Codage convolutionnel

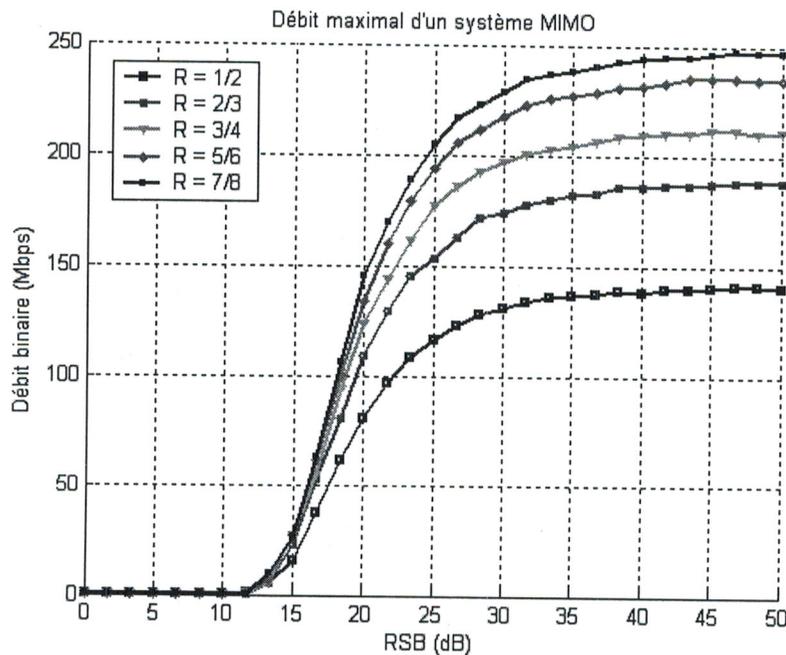
Les simulations présentées jusqu'ici n'utilisaient qu'un codage de canal de taux  $3/4$ . Les figures IV-21 et IV-22 illustrent le gain résultant de l'utilisation du code convolutionnel de longueur contrainte  $K = 7$  ayant pour séquences génératrices  $(133, 171)_8$ . Un entrelaceur matriciel est appliqué ainsi qu'un poinçonnement pour obtenir les taux de code de  $2/3$ ,  $3/4$ ,  $5/6$  et  $7/8$  à partir du taux  $R = 1/2$ . On observe un gain très important par rapport au système SISO pour les mêmes valeurs de

simulation lorsqu'on utilise un système MIMO de  $N_t = N_r = 4$ . On peut également constater le bénéfice d'utiliser un décodage Viterbi qui sert à la correction des erreurs introduites par le canal.

Ces deux figures présentent le gain introduit en poinçonnant un code convolutionnel de  $R = 1/2$ . On constate un gain qui équivaut au taux de code multiplié par la valeur de débit, à des valeurs de RSB croissantes. La contrepartie étant une légère perte de débit utile et un délai supplémentaire dû à l'opération d'entrelacement.



**Figure IV-20** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $N_t = N_r = 4$ ,  $B = 20\text{MHz}$ , type de modulation BPSK, nombre de sous-porteuses  $M = 64$



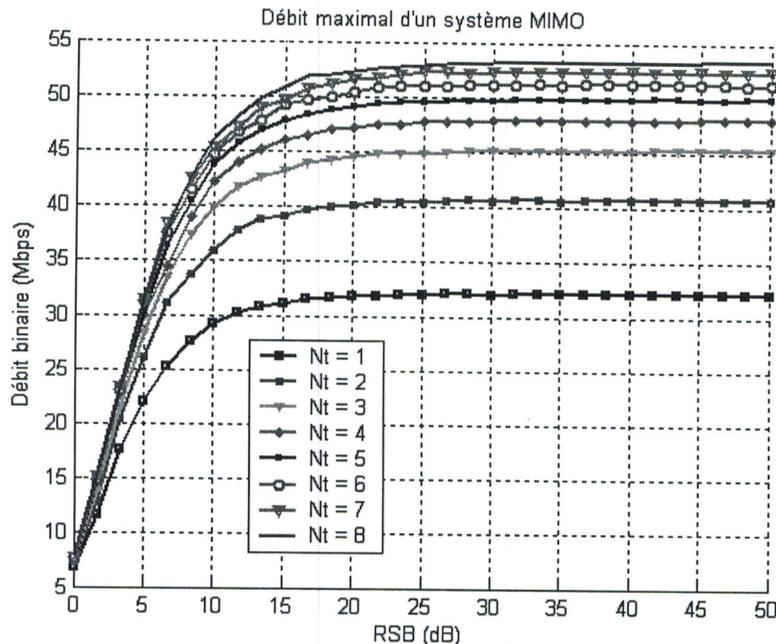
**Figure IV-21** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $N_t = N_r = 4$ ,  $B = 20\text{MHz}$ , type de modulation 64-QAM, nombre de sous-porteuses  $M = 64$

#### IV.6.3.4 Nombre d'antennes

Cette partie de simulation s'intéresse à l'étude de l'impacte du nombre d'antennes sur les courbes de débit utile pour observer l'intérêt de la diversité spatiale. Les sous-canaux considérés sont totalement décorrélés. Tout en réduisant les niveaux de puissance<sup>2</sup>, les gains en termes de débit binaire utile sont très significatifs.

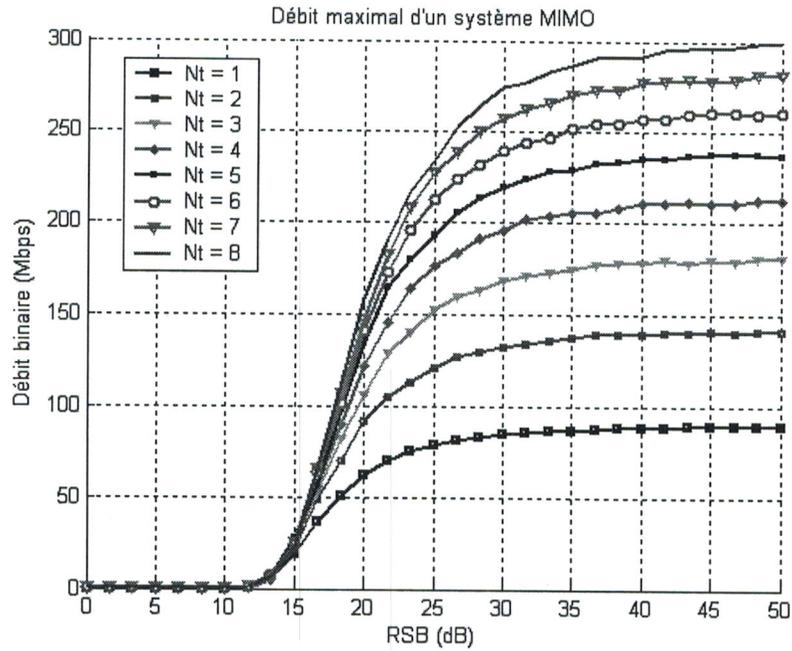
Pendant, plusieurs raisons limitent le nombre d'antennes que l'on peut déployer. Tout d'abord un coût plus élevé. Ces technologies restent encore financièrement difficilement envisageables pour tous les terminaux. Ensuite, une complexité accrue (estimation du canal, séparation des signaux, ...). Enfin, les performances étant subordonnées à la décorrélation des canaux, il est nécessaire de respecter une certaine distance entre les antennes.

Les deux exemples de deux types de constellation BPSK et 64-QAM (en gardant les autres paramètres identiques) sont illustrés respectivement sur les deux figures IV-22 et IV-23 qui représentent l'évolution du débit binaire pour un nombre constant de récepteurs  $N_r = 4$  et un nombre d'émetteurs  $N_t$  grand. Comme le montre ces deux figures, Il devient donc parfaitement inutile d'augmenter le nombre d'antennes d'émission, puisque le débit utile du système se sature. Notre système V-BLAST, suppose d'ailleurs que le nombre d'antennes en réception est toujours au moins aussi grand que le nombre d'antennes à l'émission.



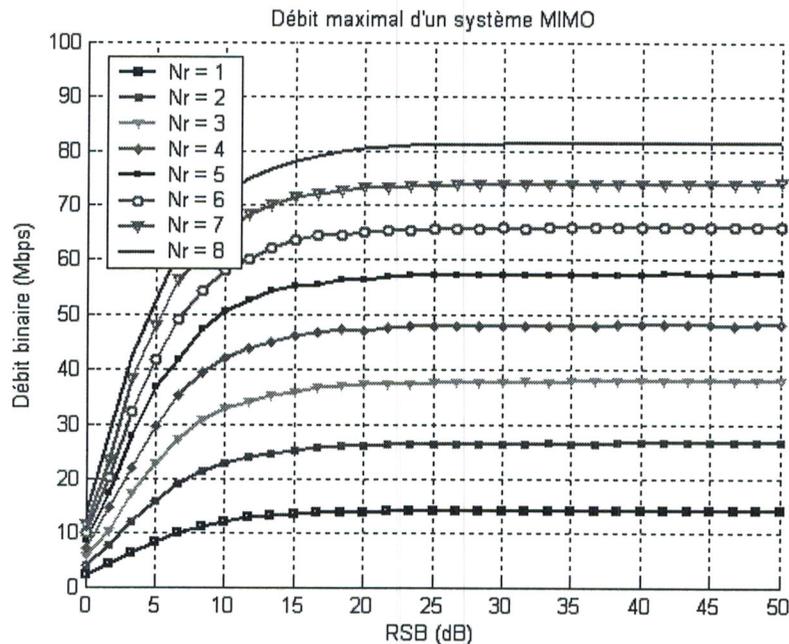
**Figure IV-22** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $N_r = 4$ ,  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$ , type de modulation BPSK, nombre de sous-porteuses  $M = 64$

<sup>2</sup> En effet, nous avons imposé une contrainte de puissance globale en émission. Pour un système SISO émettant une puissance  $P$  à son antenne unique, un système MIMO ou MISO de  $N_t$  antennes émet seulement, en moyenne, une puissance  $P/N_t$  par antenne.

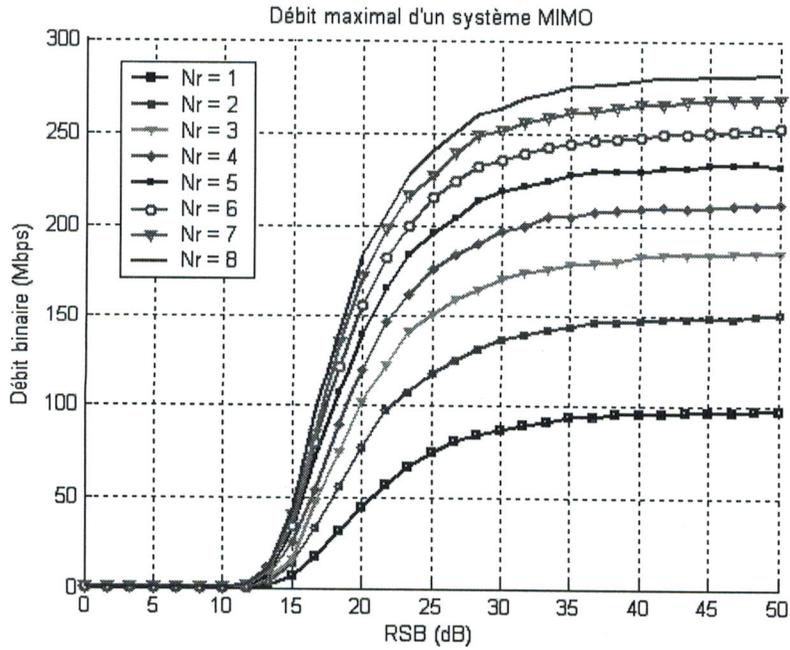


**Figure IV-23** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $N_r = 4$ ,  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$ , type de modulation 64-QAM, nombre de sous-porteuses  $M = 64$

En revanche, pour un nombre d'antennes émettrices donné  $N_t = 4$ , la capacité des systèmes augmente indéfiniment avec le nombre de récepteurs (figure IV-24). Ceci suppose cependant une constellation BPSK, c'est-à-dire un nombre de bits par symbole modulé faible. Par contre, dans le cas d'une constellation 64-QAM pour un système MIMO  $N_t \times N_r$ , On constate une symétrie dans les performances en terme de débit : c'est à dire, un système  $N_t \times N_r$  (figure IV-25) a les mêmes performances qu'un système  $N_r \times N_t$  (figure IV-23).

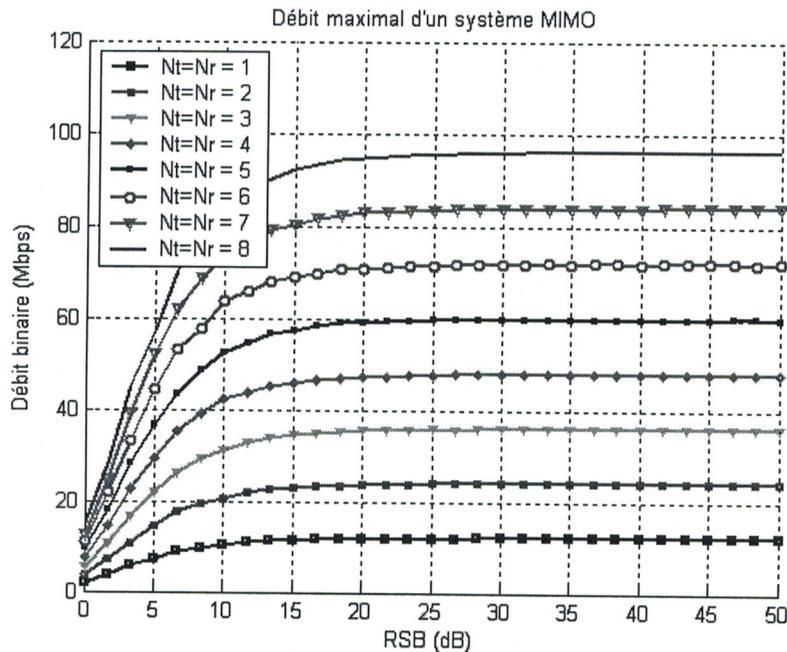


**Figure IV-24** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $N_t = 4$ ,  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$ , type de modulation BPSK, nombre de sous-porteuses  $M = 64$

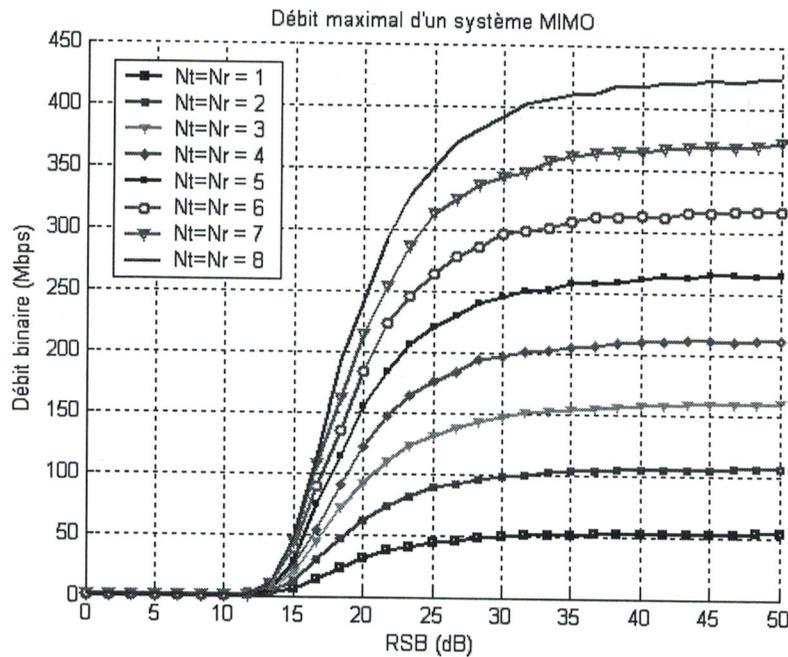


**Figure IV-25** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $N_t = 4$ ,  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$ , type de modulation 64-QAM, nombre de sous-porteuses  $M = 64$

On remarque également, qu'à nombre d'antennes total égal ( $N_t + N_r$ ), il est préférable de choisir une configuration symétrique pour un bon gain en débit, mais une configuration asymétrique, pour la raison que la station de base doit être équipée d'un nombre d'antennes supérieur qu'une station mobile. Ainsi, la multiplicité d'antennes est d'un seul côté de la liaison, souvent d'ailleurs au niveau de la station de base, pour des raisons évidentes d'encombrement spatial (beaucoup d'utilisateurs émettant vers une station de base).



**Figure IV-26** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $N_t = N_r$ ,  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$ , type de modulation BPSK, nombre de sous-porteuses  $M = 64$



**Figure IV-27** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $N_t = N_r$ ,  $B = 20\text{MHz}$ , taux de code  $R = 3/4$ , type de modulation 64-QAM, nombre de sous-porteuses  $M = 64$

Pour un système symétrique ( $N_t = N_r$ ), les gains en termes de débit binaire (figure IV-27) sont très significatifs: pour un rapport RSB de 50dB, on gagne déjà plus d'un facteur double entre un système SISO et un système MIMO 2×2. Ce gain reste presque le même pour les autres systèmes MIMO à architectures symétriques.

#### IV.6.3.5 Bande passante

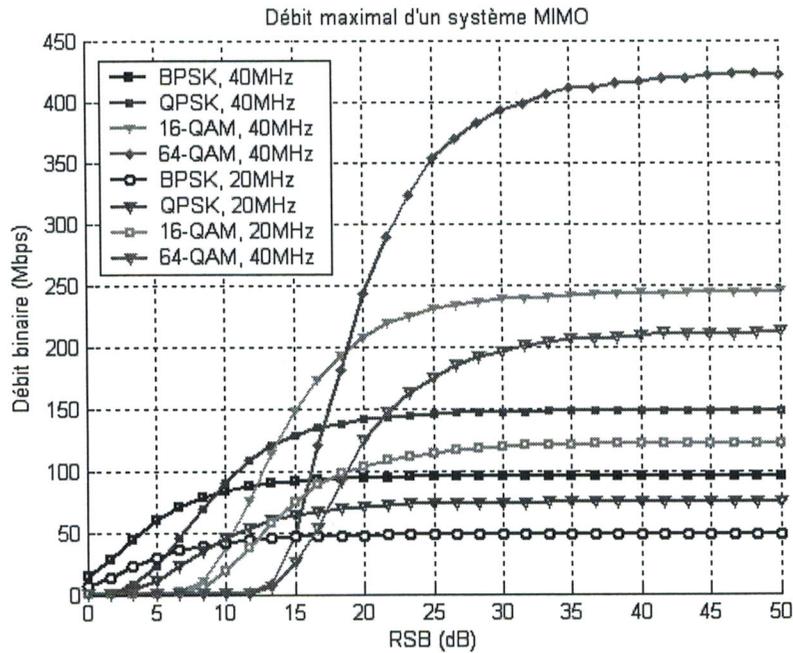
La montée en débit des réseaux radio Wi-Fi se poursuit. La prochaine étape devrait amener les technologies sans fil à des débits deux fois plus grand de ceux des résultats trouvés précédemment. Le futur standard IEEE 802.11n<sup>3</sup>, dont la ratification est prévue en novembre 2006, devrait doubler, voire quadrupler, la bande passante théorique des réseaux sans fil actuels aux standards 802.11a et 802.11g, qui affichent 54 Mbit/s [43]. Il restera compatible avec les normes existantes 802.11a, b et g, et apportera des changements à la fois au niveau de la couche physique et de la couche MAC.

La proposition prévoit des largeurs de canaux de 20 et 40 MHz afin d'autoriser une exploitation dans le monde entier et d'accroître la capacité de transmission de données. Les canaux de 40 MHz, constitués par deux canaux adjacents de 20 MHz, vont plus que doubler l'actuel débit de transmission.

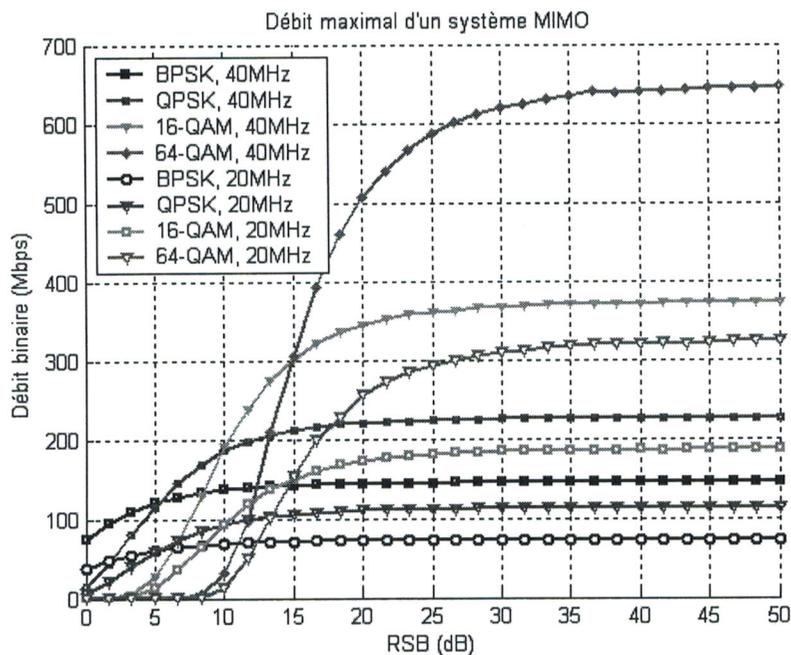
Les résultats des deux figures IV-28 et IV-29 comparent la performance de l'implémentation de deux bandes passantes 20 MHz et 40 MHz, respectivement pour un nombre de porteuses OFDM de 64 et 512. Nous illustrons la configuration de chaque système en utilisant les paramètres suivants: une

<sup>3</sup> IEEE 802.11n : Le futur standard des réseaux sans fil intégrant la technologie MIMO, dont la ratification est prévue en novembre 2006. Il restera compatible avec les normes existantes 802.11a, b et g

configuration 4×4 (4 antennes en émission communique avec 4 à la réception) et un taux de code de  $R = 3/4$  pour les constellations BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM.



**Figure IV-28** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $N_t = N_r = 4$ , taux de code  $R = 3/4$ , nombre de sous-porteuses  $M = 64$ .



**Figure IV-29** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit RSB pour  $N_t = N_r = 4$ , taux de code  $R = 3/4$ , nombre de sous-porteuses  $M = 521$ .

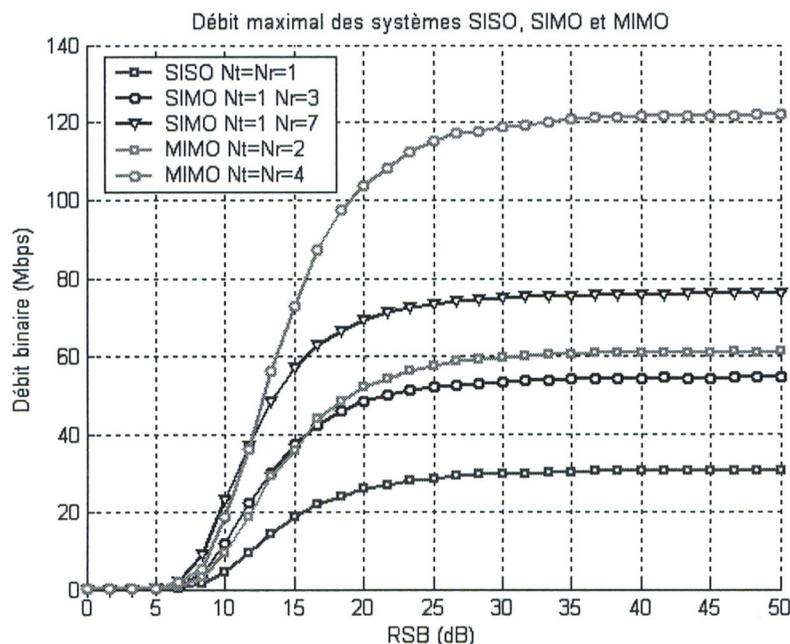
Avec un nombre de sous-porteuses  $M = 64$  (figure IV-28) et une constellation 16-QAM (typiquement dans une configuration MIMO 4×4), on peut atteindre un débit utile de 122 Mbits/s dans un canal de 20 MHz de largeur. L'utilisation d'un canal plus large de 40 MHz, peut augmenter le débit binaire à 240 Mbits/s. Pour une modulation 64-QAM, le débit peut monter plus loin jusqu'à 210 Mbps

pour 20 MHz et plus de 438 Mbits/s pour 40 MHz. Ces améliorations du débit binaire de la couche physique (PHY) sont poursuivies dans la norme 802.11n [43].

La figure IV-30 représente le débit binaire en fonction du  $RSB$  pour plusieurs valeurs de  $N_t$  et  $N_r$ . Dans le cas SISO ( $M=64$ ,  $R=3/4$ ,  $B=20\text{MHz}$  et 16-QAM), le débit maximal est environ de 32 Mbits/s. Il reste faible et croît lentement avec le  $RSB$ , ce qui illustre bien les limitations des transmissions SISO. Malgré les techniques actuelles, qui permettent de tirer le maximum d'un canal SISO, son débit est une borne qui ne peut être dépassée. Avec un système multi-antennes, même sous-exploité, on obtiendra de meilleures performances.

Les deux exemples SIMO ( $N_t = 1$  et  $N_r = 3$  et  $N_r = 7$ ) montrent les bornes supérieures des traitements sans multiplexage spatial. Le passage à trois antennes en réception permet de gagner 22 Mbits/s par rapport au SISO, ce qui n'est pas très important, en particulier à fort  $RSB$ . Avec  $N_r = 7$  le gain est d'environ 20 Mbits/s, 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, à fort  $RSB$  notamment.

Les deux exemples MIMO ont le même nombre total d'antennes que les systèmes SIMO, de façon à faciliter les comparaisons ( $N_t + N_r = 4$  et 8). Pour un  $RSB$  de 0 à 12 dB, le système MIMO avec ( $N_t=4$  et  $N_r=4$ ) a un débit presque équivalent à celui du système SIMO avec huit antennes. Le débit du système MIMO augmente ensuite beaucoup plus rapidement, pour finir avec un gain de plus de 46 Mbits/s à 25 dB de  $RSB$ . Nous pouvons aussi vérifier que la capacité du système MIMO à huit antennes est presque 2 fois celle du système à quatre antennes.



**Figure IV-30** Débit binaire en fonction du rapport signal sur bruit  $RSB$  pour les canaux SISO, SIMO et MIMO taux de code  $R = 3/4$ , type de modulation 64-QAM, nombre de sous-porteuses  $M = 64$ .

## IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'application des techniques MIMO au système Wi-Fi5. Les points suivants ont été abordés :

- La construction d'un modèle mathématique reflétant les caractéristiques les plus importantes du canal MIMO utilisant l'OFDM, puis donnant les expressions de l'information mutuelle et de capacité déterministe du canal dans le contexte SISO et MIMO;
- la description de la couche physique du standard IEEE 802.11a, reposant sur une transmission en mode paquet et une modulation de type OFDM, de laquelle sont extraites les paramètres nécessaires à notre simulation;
- la conception d'architectures MIMO-WiFi, de complexité limitée, reposant sur le réarrangement en temps, espace et fréquence (code spatio-temporel) des types de modulation et de codage existants dans la littérature.

L'interface MIMO, esquissée dans ce chapitre, semble répondre au problème initial d'augmenter le débit du système WiFi. En particulier, elle reste relativement difficile à développer puisqu'elle est construite en utilisant la couche physique IEEE802.11a, ainsi que les techniques de codage et de modulation OFDM exposées dans le chapitre précédent.

La comparaison entre le système MIMO-WiFi et le Wi-Fi seul démontre qu'il n'y a aucun doute quant à l'intérêt de la technologie MIMO en terme de débit binaire, même dans un contexte difficile comme c'est le cas pour les communications radio-mobiles ou radio-cellulaires. Durant ce travail de thèse, les études sur la capacité fournies confirment le grand potentiel des systèmes MIMO. Celui-ci est d'ailleurs susceptible d'intéresser les industriels, qui pourraient y voir l'avenir des communications sans fil destinés aux entreprises ou aux particuliers. Cette application définit la nouvelle génération de réseaux sans fil, représentée par le protocole IEEE 802.11n et offrant un débit brut de 500 Mbits/s, environ dix fois supérieur à celui des réseaux WLAN existants. Cette norme assure également une large interopérabilité avec les actuels standards Wi-Fi et la compatibilité avec toutes les grandes plates-formes dans les secteurs de la micro-informatique, de l'électronique grand public et de la mobilité.

## Conclusion générale

## Conclusion générale

Ces dernières années ont été marquées par la recherche de solutions pour des communications sans fil supportant des débits de plus en plus élevés, avec une qualité de service croissante. Ce travail de thèse a été initié dans ce contexte et a porté sur l'étude des techniques de transmission utilisant des réseaux d'antennes à l'émission et à la réception (MIMO). L'application envisagée concerne les réseaux locaux sans fil (WLAN) en milieu indoor. Nous avons étudié plus particulièrement l'application de la technologie MIMO dans les réseaux Wi-Fi,

Nous avons commencé par étudier les caractéristiques principales de ces systèmes MIMO. Nous avons essayé dans cette partie de proposer une vue d'ensemble du domaine, En particulier nous avons expliqué la raison de leur succès en montrant que la capacité pouvait croître linéairement avec le nombre d'antennes émettrices  $N_t$ . La comparaison entre le système MIMO et les autres systèmes SISO et SIMO démontre qu'il n'y a aucun doute quant à l'intérêt de la technologie MIMO en terme de capacité et ou de débit, Outre les environnements de propagation qui doivent proposer de nombreux échos pour atteindre un ordre de diversité acceptable. Les antennes réceptrices reçoivent un mélange des contributions de toutes les antennes émettrices. En effet, on a également présenté plusieurs algorithmes, linéaires ou non, permettant de séparer les signaux et de retrouver l'information initiale, ainsi que l'architecture de code spatio-temporel.

Dans un deuxième temps, on s'est intéressé aux caractéristiques propres des réseaux locaux sans fil. Nous avons présenté le contexte des simulations réalisées dans le cadre de cette thèse. Il s'agit du standard 802.11a qui a été conçu afin de normaliser la couche physique des réseaux locaux sans-fil. Nous avons mentionné que ce standard, qui adopte la modulation OFDM, a été défini dans la bande de fréquence autour de 5 GHz et conçu spécialement pour les environnements Indoor, ou Outdoor lorsque la mobilité est pédestre. La deuxième partie de ce chapitre débute par une description des caractéristiques principales de la couche physique de la norme IEEE 802.11a, accompagnée de certaines informations indissociables concernant la couche de contrôle, la technique de modulation, de codage et la trame physique Wi-Fi5.

La troisième partie du travail était consacrée à la conception de système MIMO-WiFi. Différents techniques ont été étudiées suivant une chaîne de transmission de notre système: le codage convolutionnel qui effectue le contrôle d'erreur, la technique de poinçonnage permettant d'obtenir des

taux supérieurs de  $1/2$ , ainsi que l'entrelacement des données codées afin d'empêcher l'apparition de paquets d'erreur en entrée du décodeur associé en réception. Les modulations BPSK, QPSK, 16QAM et 64-QAM sont requises dans notre application et la modulation 256-QAM reste optionnelle. Nous avons également vu que la complexité du système peut être fortement réduite en assignant le code spatio-temporel qui associé à la modulation OFDM, donne une performance accrue. Finalement, nous avons vu qu'il était possible d'introduire les deux dernières techniques dans un système nommé V-BLAST-OFDM et d'évaluer le gain d'un tel système en terme de capacité ou de débit de transmission. Mais le principal inconvénient du V-BLAST est la propagation des erreurs. Une fois qu'une mauvaise décision a été prise sur la valeur d'un symbole, une mauvaise contribution est retirée au vecteur  $r$ , ce qui entraîne que les symboles suivants seront presque certainement mal estimés.

L'ensemble des connaissances acquises précédemment a permis d'apporter des éléments de réponses à la problématique posée dans cette étude, à savoir l'intérêt d'un système MIMO adapté dans le standard IEEE 802.11a. Après avoir présenté le modèle du canal de propagation et la théorie de sa capacité dans le contexte SISO et MIMO appliquée au standard 802.11a, et après avoir rappelé les spécificités de la couche physique de cette norme, nous avons comparé les différents résultats de simulation d'un système Wi-Fi seul avec ceux d'un système Wi-Fi utilisant la technologie MIMO nommé MIMO-WiFi. Toutes ces recherches théoriques ont mené à la conception d'un simulateur implémentant la plupart des techniques présentées dans ce rapport de thèse. Ce simulateur a été développé sous l'environnement MATLAB<sup>®</sup>, dont les paramètres utilisés dans les simulations s'inspirent en grande partie du standard de référence IEEE 802.11a.

En somme, les systèmes MIMO-OFDM joueront certainement un rôle majeur dans le système Wi-Fi et les futurs systèmes de communication sans fil. Le code spatio-temporel est d'une grande simplicité ce qui facilite son application aux systèmes locaux. Ainsi, il ne nécessite pas la connaissance du canal à l'émission ce qui permet de l'envisager également pour les systèmes mobiles cellulaires.

L'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) a annoncé une proposition de spécification pour réseaux sans fil (WLAN) permettant de transmettre des flux de données (TVHD, par exemple) à ultra haut débit, ainsi que dans des environnements utilisateurs très denses, sur les réseaux sans fil destinés aux entreprises ou aux particuliers. Cette proposition définit la nouvelle génération de réseaux sans fil, représentée par le protocole IEEE 802.11n (Wi-Fi intégrant la technologie MIMO) et offrant un débit brut de 500 Mbit/s, environ dix fois supérieur à celui des réseaux WLAN existants. Cette norme assure également une large interopérabilité avec les actuels standards Wi-Fi, dont la ratification est prévue en novembre 2006.

## Perspectives

Le prolongement immédiat de ce travail de thèse est la validation de l'architecture proposée par l'intermédiaire d'une série de simulations poussées. Un des points essentiels à vérifier est le gain en débit effectivement obtenu grâce à l'adjonction de la dimension spatiale.

A moyen terme, les objectifs sont de trois ordres :

Actuellement, il y a un accroissement d'intérêt dans la communauté "Théorie de l'information" pour les couches autres que la couche physique ("cross-layers design") sur les systèmes sans fil, et en premier lieu, l'adaptation inter-couches protocolaires du système OSI. Des techniques d'adaptation de couche application, basées sur la conception de "cross-layers" peuvent être étudiées pour les services sans fil de multimédia, qui exploitent les informations de la couche physique et liaison. La recherche sur la conception et l'ingénierie de "cross-layers" est interdisciplinaire en nature et elle implique plusieurs secteurs de recherches tels que le codage et la modulation adaptative, modélisation de canal et du trafic, classification de la théorie de protocole de réseau et des techniques d'optimisation.

Le second volet a trait à la recherche de nouvelles architectures plus performantes. Dans un avenir proche, un grand nombre d'innovations est attendu par la généralisation ou, plus simplement, par l'exportation des techniques classiques adaptées au cas SISO. Notamment, l'emploi des turbocodes et autres schémas à traitement itératifs, semble très prometteur. Ensuite, l'élaboration des fonctions de codage et de modulation capables de fusionner les dimensions temporelles et spatiales présentera des performances encore supérieures.

Le dernier aspect à identifier touche à la réalité. Jusqu'à maintenant, nous avons considéré les variables comme constantes (n'évoluant pas) dans le temps. Or, dans un environnement de type WLAN, les personnes et les objets peuvent se déplacer. Typiquement, la vitesse considérée est d'environ 1 à 3m/s. Il résulte de ces déplacements une variation de la réponse impulsionnelle du canal. Pour caractériser l'évolution temporelle, l'étalement Doppler (Doppler Spread) et le temps de cohérence sont deux paramètres importants. Ainsi, Il faut prendre en compte les corrélations entre les signaux reçus et/ou émis, les vrais valeurs des retards du canal, et les angles de départ et d'arrivées.



Annexe

# Annexe

## A-1 Structure du Simulateur MIMO-WiFi

Le Simulateur MIMO-WiFi est conçu autour d'une interface utilitaire graphique développée par le logiciel MATLAB® en utilisant l'interface Guide. De ce fait, un nombre d'outils constituant le Simulateur ont été mis en place, qui en se complétant, permet la gestion graphique de toutes les tâches assignées à ce Simulateur, comme les objets « menu déroulants », Menu popup et les fenêtres de différents types.

Le Simulateur MIMO-WiFi permet l'application de la technologie MIMO sur les réseaux Wi-Fi par le tracé des courbes de débit binaire du système MIMO-WiFi partir des paramètres choisies par l'utilisateur.

Le simulateur est mené d'un site HTML permet de donner l'aide et l'explication détaillée sur son utilisation, cela est possible par un simple click sur le bouton **About**. L'accès aux fonctions internes de notre simulateur est possible par le bouton **Start >>**, (figure A-1).



Figure A-1 Structure du MIMO-WiFi Toolbox.

La figure suivante représente la page d'accueil du site HTML après avoir cliqué sur le bouton **About**. On peut accéder au site en cliquant sur ENTRER.

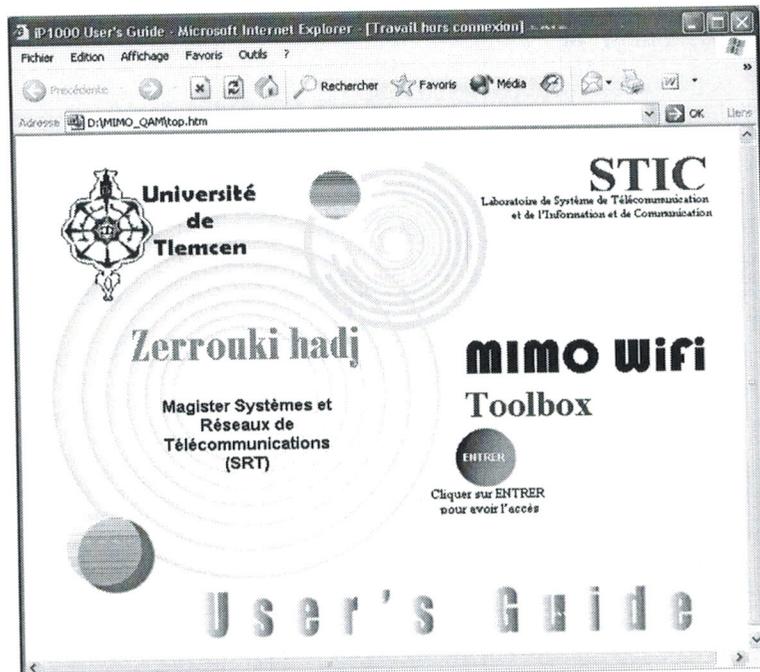


Figure A-2 Page d'accueil du site HTML (About).

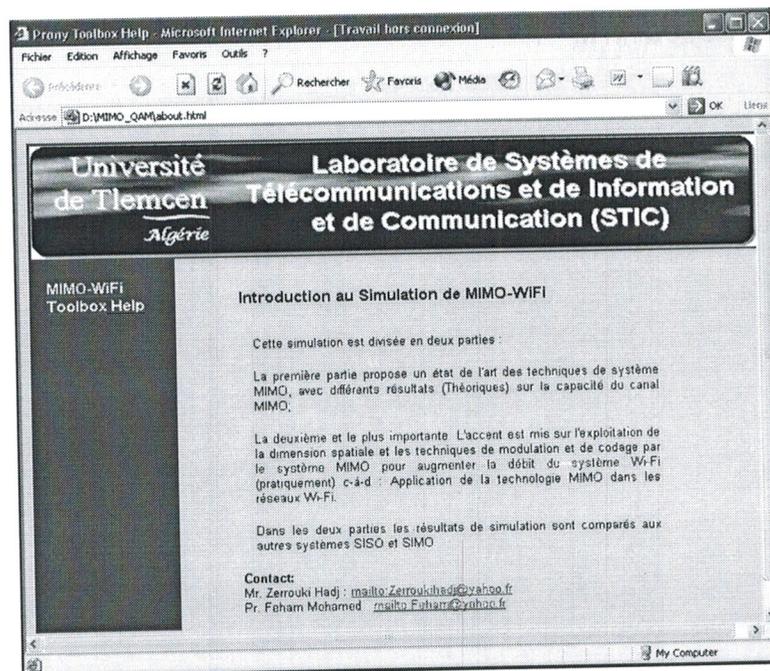
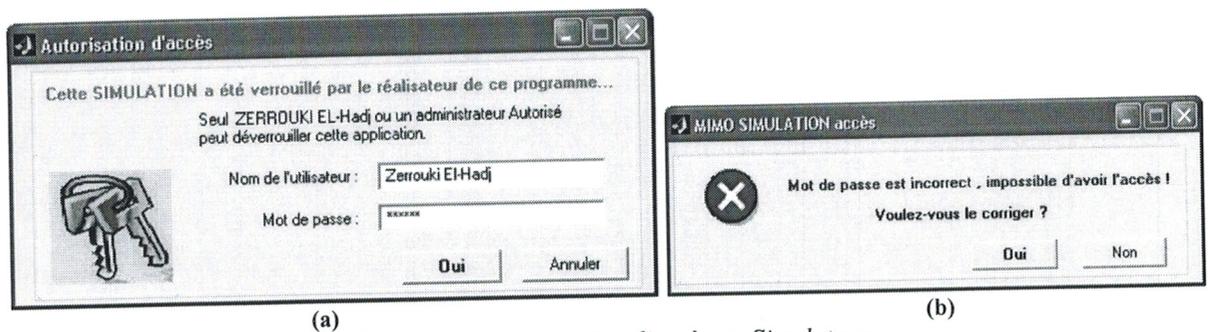


Figure A-3 Site du Simulateur MIMO-WiFi

Un click sur le bouton **Start >>**, génère la fenêtre d'Autorisation d'accès suivante (figure A-4a). Si le mot de passe est incorrect vous n'avez pas le droit d'accès au Simulateur (figure A-4b).



(a) (b) Figure A-4 Autorisation d'accès au Simulateur.

## A-2 Hiérarchie du Simulateur MIMO-WiFi

Le Simulateur se base sur un menu fonctionnel composé de plusieurs fonctions principales, à travers lesquelles l'accès aux fonctions internes est possible par un simple click. Le menu principal de Simulateur est donné par la figure suivante :



Figure A-5 Menu principale de Simulateur MIMO-WiFi.

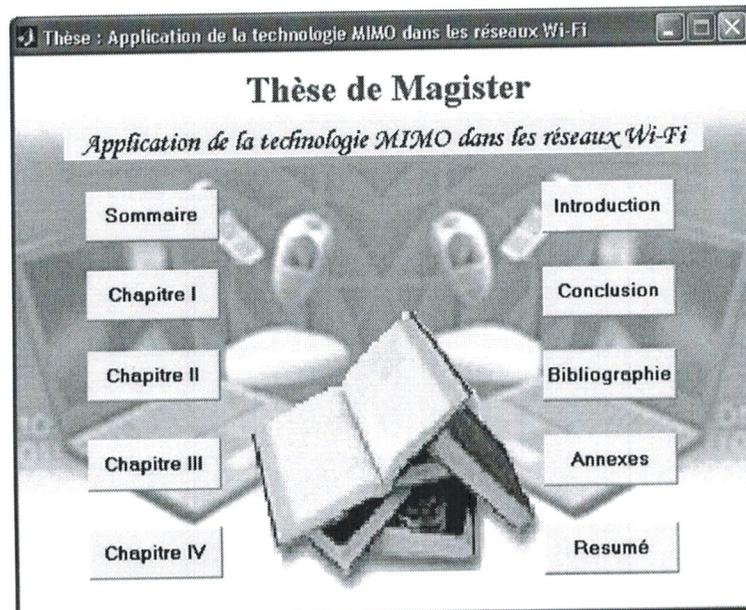


Figure A-6 Menu principale de Simulateur MIMO-WiFi.

L'un des fonctions intégrées dans notre Simulateur est l'accès à la thèse de Magister (figure A-6), par un simple click sur le bouton **Thèse.pdf**. L'accès aux différentes simulations est possible par le bouton **Simulation** qui génère une interface permet de choisir l'une des deux type de simulations pratique ou théorique (figure A-7).

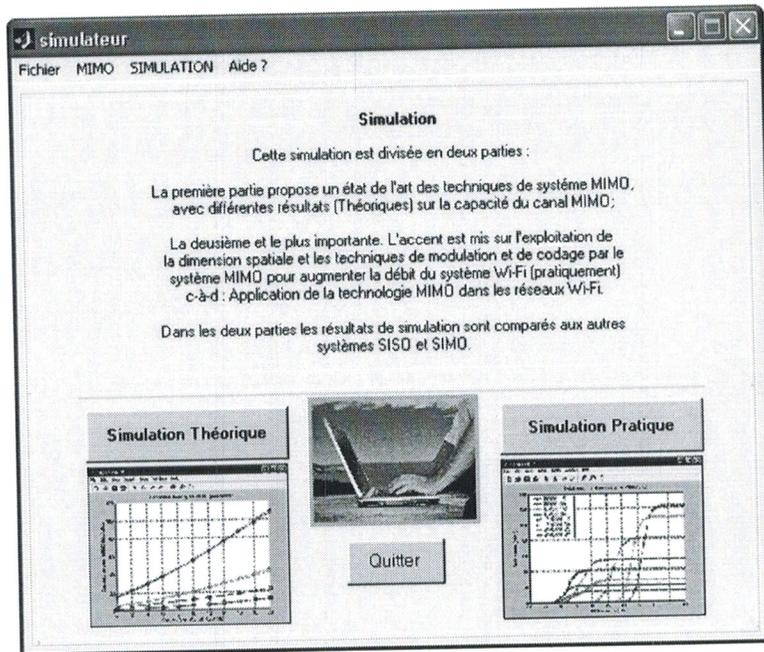


Figure A-7 Interface de simulation (pratique et théorique).

Le choix de la **simulation théorique** donne la figure A-8, cette partie consiste à tracer des courbes de capacité pour différents systèmes : SISO, SIMO et MIMO de telle façon à correspondre les paramètres choisis par l'utilisateur (Nombre d'antennes, Rapport Signal sur Bruit).

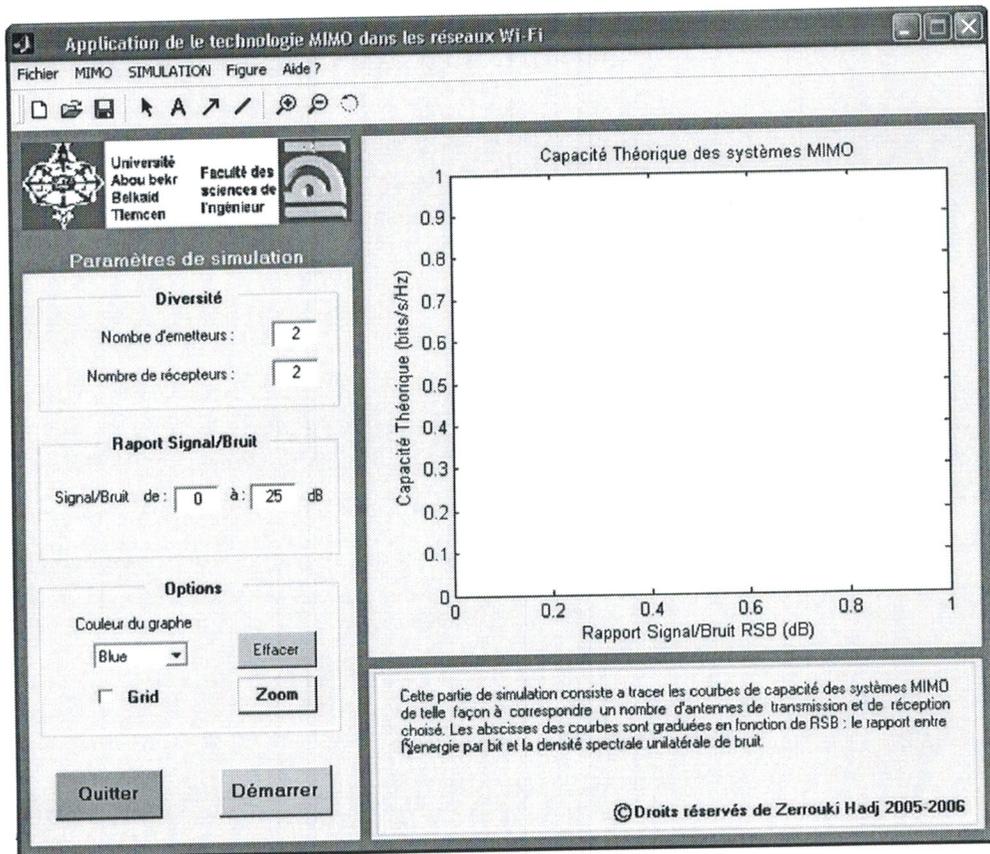


Figure A-8 Interface de simulation théorique.

L'option '**Simulation pratique**' dans le menu simulation permet de lancer la simulation MIMO-WiFi proprement dit (figure A-9). On choisit le nombre d'antennes, le taux de codage convolutionnel, le type de la modulation, le nombre des sous-porteuses OFDM et la largeur de la bande passante. Ainsi

que les valeurs Min et Max du Rapport Signal sur Bruit correspondent aux abscisses des courbes de débit binaires. On click sur le bouton 'Démarrer' pour lancer la simulation.

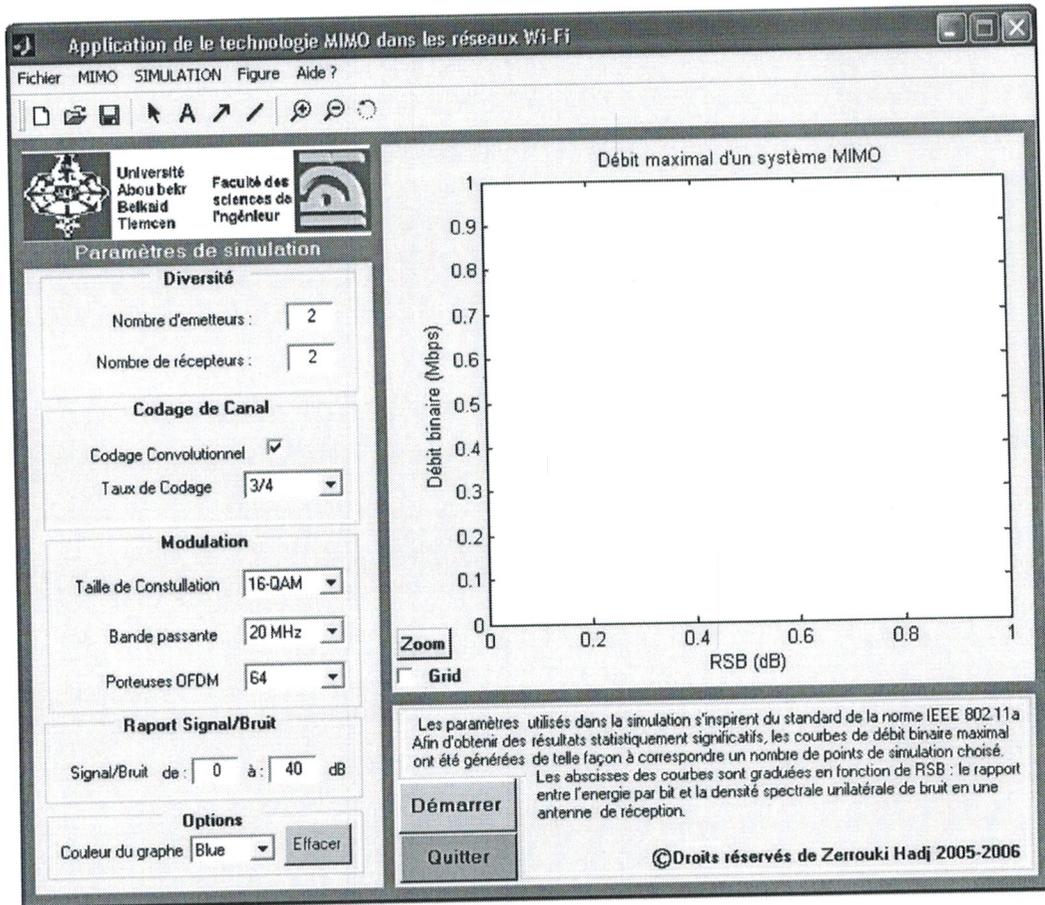


Figure A-9 Interface de simulation MIMO-WiFi.

Le Simulateur MIMO-WiFi se base aussi sur un menu fonctionnel composé de plusieurs options à travers lesquelles l'accès aux fonctions internes est possible par un simple click l'un des options schématisant sur la figure A-10.

Le simulateur contient aussi des option des graphes tels : les couleurs, le Grid, le Zoom, et le bouton **effacer** figure. Les palettes des Paramètres de Simulation sont détaillées par la figure A-11. On note que tous les paramètres de simulation s'inspirent du standard IEEE 802.11a (Wi-Fi5).

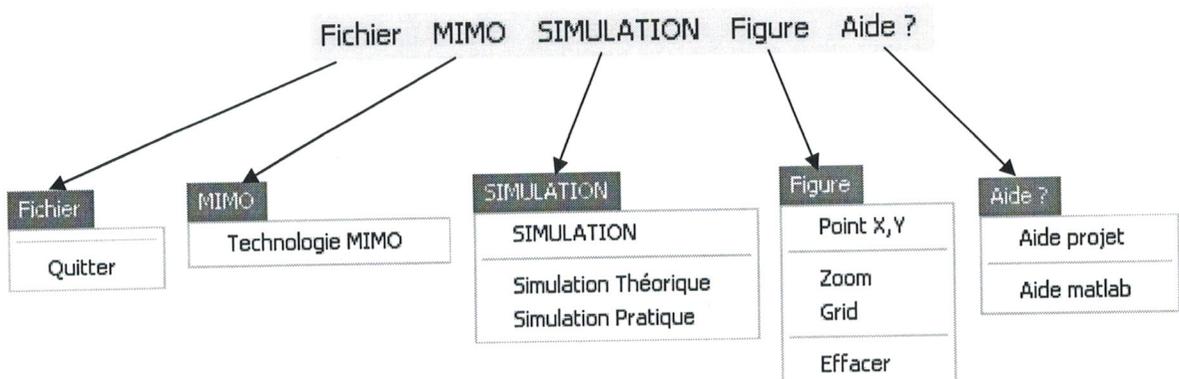


Figure A-10 Menu fonctionnel détaillé du Simulateur.

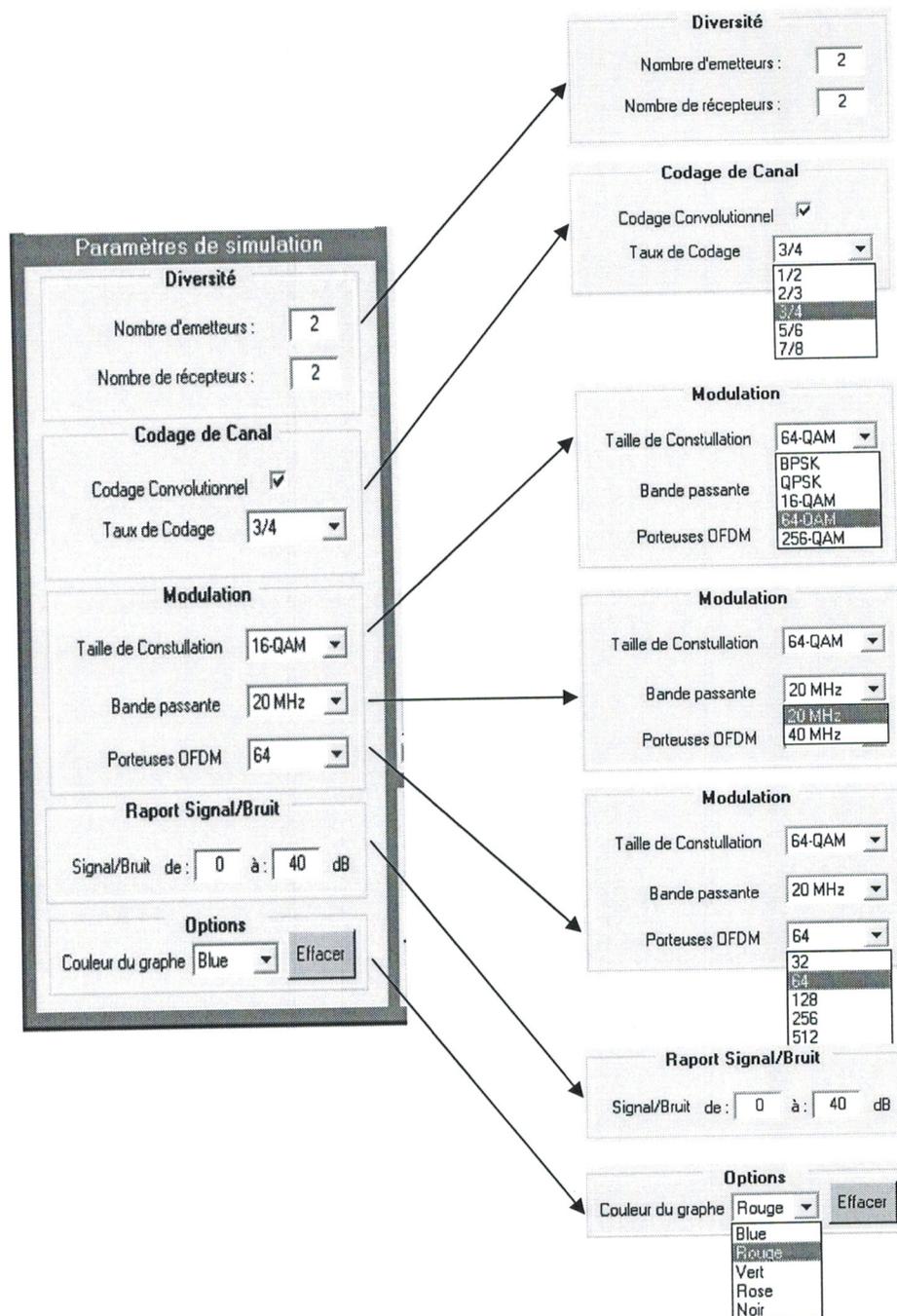


Figure A-11 Palettes ' Paramètres de Simulation ' détaillées.

Un exemple de simulation est présenté dans la figure A-12. Après avoir choisi les paramètres et lancer la simulation, un barre d'attente s'affiche pour patienter (temps de simulation assez important).

Le Simulateur MIMO-WiFi contient un programme défensif, contre un mauvais choix des paramètres, par exemple : Si vous avez choisi un nombre d'antennes d'émission inférieur ou égale à 0, ou supérieur à 8, le simulateur vous affiche un fenêtre '**Error Dialog**' et vous indique la faute. Les différentes fenêtres de dialogue sont présentées par la figure A-13

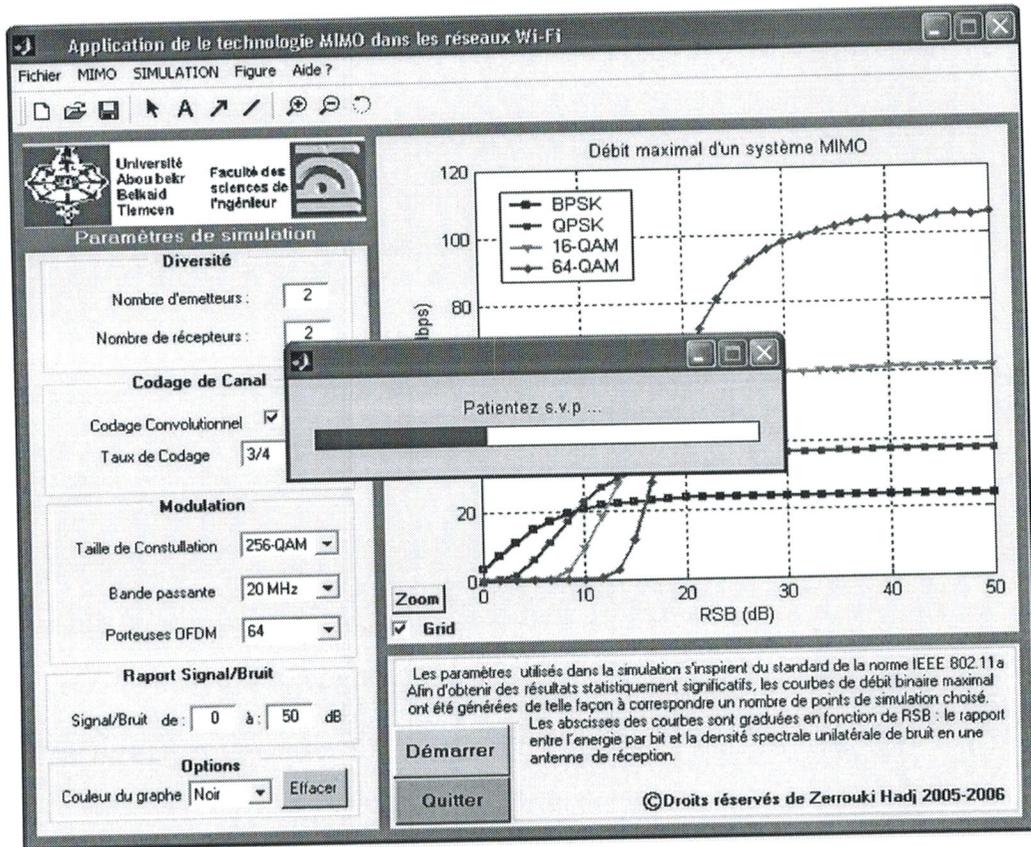


Figure A-12 Exemple d'application du Simulateur MIMO-WiFi.

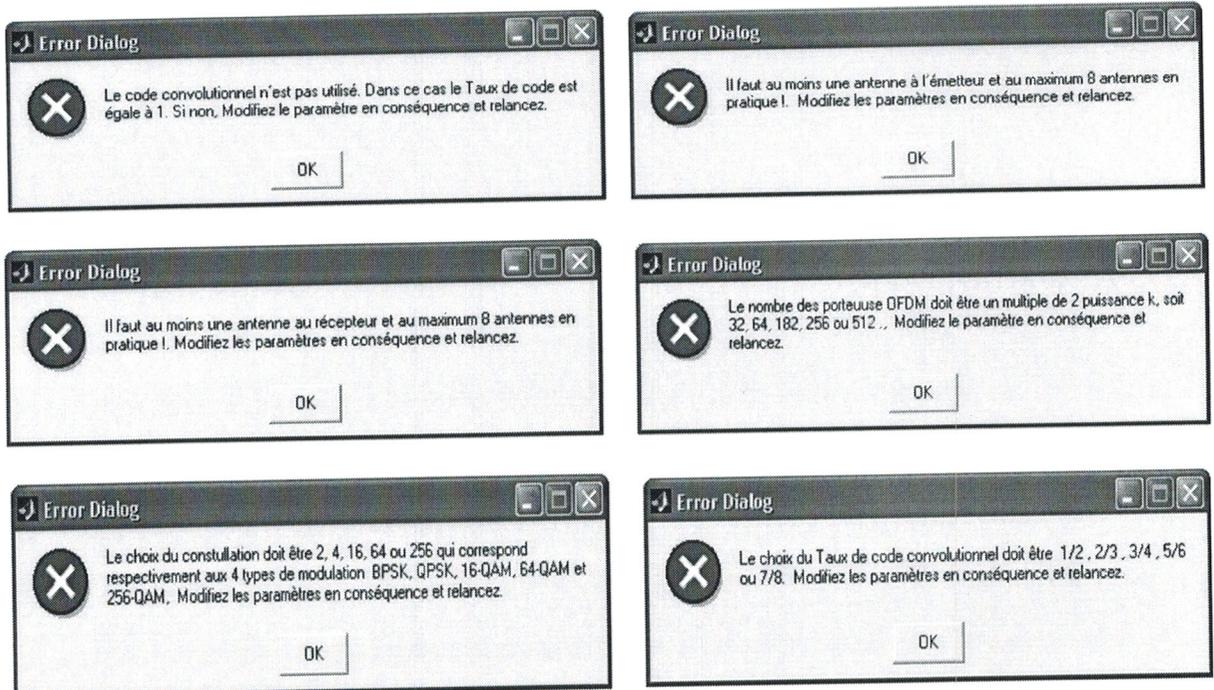


Figure A-13 Différentes fenêtres 'Error Dialog' du programme défensif.

## Bibliographie

## Bibliographie

- [1] O. Berder, "Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes", *Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, École doctorale : SMIV*, 20 Décembre 2002
- [2] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", *European Transactions on Telecommunications*, 10(6):585-595, 1999.
- [3] 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.
- [4] D. Gesbert and J. Akhtar, "Breaking the barriers of Shannon's capacity: An overview of MIMO wireless system", *Teletronikk Telenor Journal*, January 2002.
- [5] 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.
- [6] S. M. Alamouti, "A simple diversity technique for wireless communications", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8):1451-1458, October 1998.
- [7] A. Chaboub, "Etude des algorithmes de traitement de signal requis pour un système de communication MIMO". *Thèse de doctorat, Ecole de technologie supérieur, Université du Québec, Montréal*, 21 Mai 2003.
- [8] Paul Goud Jr., Christian Schlegel, Witold A. Krzymien, et Robert Hang "Multiple-antenna communication systems: An emerging technology", *Can. J. Elect. Comput. Eng.*, Vol. 29, No. 1/2, Janvier/Avril 2004.
- [9] Z. Rezki, "Etude et optimisation des algorithmes de traitement de signal requis pour un système de communication MIMO", *Thèse de doctorat, Ecole de technologie supérieur, Université du Québec, Montréal*, 14 Octobre 2003.
- [10] B. Holter, "On the capacity of the MIMO channel - A tutorial introduction", *Norwegian University of Science and Technology*, [ilab0.ux.his.no/norsig/finalpapers/57.capacity\\_of\\_1992001154555.pdf](http://ilab0.ux.his.no/norsig/finalpapers/57.capacity_of_1992001154555.pdf)
- [11] L. Collin, "Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale", *Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, École doctorale : SMIV 0373*, 17 Décembre 2002.
- [12] J. Paulraj *et al.* "An Overview of MIMO Communications-A Key to Gigabit Wireless", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 92, No. 2, February 2004.

- [13] J. Hagenauer and M. Witzke, "Space-Time-Coding and Multiple-Antenna (MIMO) - Systems: Key Elements of Future Mobile Systems", *University of München, Germany*, August 2004.
- [14] S. Mujtaba, "MIMO Signal Processing -The Next Frontier for Capacity Enhancement", *IEEE Custom Integrated Circuit Conference, Vol 12*, 263-270, March 2003.
- [15] P. Mühlethaler, "802.11 et les réseaux sans fils", ISBN : 2-212-11154-1 chapitre 5, Les autres extensions de la norme IEEE 802.11, pp 131-149, Groupe Eyrolles, 2002.
- [16] IEEE 802.11a-1999, "Wireless LAN medium access control (MAC) and Physical layer (PHY) Specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz band", 1999.
- [17] IEEE 802.11b-1999, "Wireless LAN medium access control (MAC) and Physical layer (PHY) Specifications: Further High Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band", June 2003.
- [18] Matthew S. Gast, "802.11 Wireless networks: the definitive guide", *Creating & administrating Wireless Networks, Covers 802.11a, g, n & i, 2<sup>nd</sup> Edition*, 2004.
- [19] T. Karygiannis, L. Owens, "Wireless Network Security 802.11, Bluetooth and Handheld Devices", *Recommendations of the National Institute of Standards and Technology, NIST Special Publication 800-48*, November 2002.
- [20] I. Kang, "Addendum to IEEE802.11a PHY for Wireless HUMANTM Standard", *Malibu Networks 950E, Campbell Avenue Campbell, CA 95008, IEEE 802.16.4c-01/14*, January 2001.
- [21] J. Troychak, "Design and Verification of IEEE 802.11a 5 GHz Wireless LAN Systems", *Agilent EEsof EDA, Wireless Systems Design*, April 2002.
- [22] L. Zhang, "A study of IEEE 802.16a OFDM-PHY Baseband" *Master thesis performed in Electronics Systems, Department of Electrical Engineering, Linköping Institute of Technology*, 16 February 2005.
- [23] A. van Zelst, T.C.W. Schenk, "Implementation of a MIMO OFDM based Wireless LAN System", *Accepted for publication in IEEE Transactions on Signal Processing. Netherlands*, May 2004.
- [24] I. Ouachani, "Analyse de performance de systèmes de communication sans-fils exploitant Micro- et Macro-déversité", *Thèse de doctorat, université de Paris XI Orsay, Discipline : Automatique et Traitement du Signal*, 28 Juin 2005
- [25] J. Duplicy, "Etude d'un réseau WLAN à base de MIMO-OFDM et de beamforming adaptatif conjoint", *Mémoire d'ingénieur civil électricien, Université catholique de Louvain, Laboratoire de Télécommunications et Télédétection*, Juin 2003.
- [26] A. Glavieux, M. Joindot, "Communications numériques: Introduction", *Collection pédagogique de télécommunication, Edition Masson, Paris*, juin 1996.
- [27] Joseph J. Bourros, "Techniques modernes de codage", *Extrait d'un livre sur les Communications Radiomobiles, Département Communications & Electronique Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Mars 2004*

- [28] Y. Tang, L. Qian, and Y. Wang, "Optimized Software Implementation of a Full-Rate IEEE 802.11a Compliant Digital Baseband Transmitter on a Digital Signal Processor", *Department of Computer Science, University of Texas at Dallas, Richardson, TX, 75080, USA*, April 2004.
- [29] N. Greset, "New space-time coding techniques with bit interleaved coded modulations", *Thèse de doctorat, Ecole nationale supérieure des télécommunications Paris-Mitsubishi Electric ITE TCL Rennes*, 13 Décembre, 2004.
- [30] R. Gowrishankar, M. F. Demirkol, "Adaptive M-QAM Modulation for MIMO Systems", *University of Hawaii at Manoa, Honolulu, USA, IEEE Trans. on Wireless Comm.*, 2005.
- [31] E. P. Lawrey, "Adaptive Techniques for Multiuser OFDM", *Thesis of Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering, School of Engineering, James Cook University*, December 2001.
- [32] P. Ciblat, "la modulation multiporteuse OFDM : Introduction", *Département Communications et Electronique Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications*, 2002.
- [33] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith and A. Naguib, "From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems", *IEEE journal on selected areas in communications, Vol. 21, No. 3*, April 2003.
- [34] R. S. Blum, Ye (Geoffrey) Li, Jack H. Winters, and Qing Yan, "Improved Space-Time Coding for MIMO-OFDM Wireless Communications", *IEEE transactions on communication Vol. 49, No. 11*, November 2001.
- [35] S. Salous, "Multiple Input Multiple Output: capacity and channel measurement", *Department of Electronic Engineering and Electronics, UMIST, Manchester, M60, 1QD, UK*, August 2003.
- [36] G. Rekaya-Ben Othman, "Nouvelles constructions algébriques de codes spatio-temporels atteignant le compromis: multiplexage-diversité", *Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Spécialité : Électronique et communications, Paris-France*, 17 décembre 2004.
- [37] J. Guillet, "Caractérisation et modélisation spatio-temporelles du canal de propagation radioélectrique dans le contexte MIMO", *Thèse de doctorat, spécialité : Électronique, l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes*, 13 Juillet 2004.
- [38] L. M. Bazdresch, "Complexité et performance des récepteurs MIMO", *Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris-France*. Mai 2004
- [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. 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.
- [41] H. Bölcskei, "Principles of MIMO-OFDM Wireless Systems", *Communication Technology Laboratory, Swiss Federal Institute of Technology (ETH)*, April, 2004.

- [42] G. L. Stüber, J. R. Barry, S. W. Mclauchlin, YE LI, M. Ann Ingram and T. G. Patt, "Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 92, No. 2, February, 2004.
- [43] S. Rouquette, A. Ribeiro, M. Muck, S. Simoens, M. Courville, K. Gosse, J. Patillon, B. Classon, "MIMO-Based PHY layer techniques for IEEE 802.11n", *Wireless World Research Forum (WWRF)*, Centre de Recherche de Motorola-Paris, 2005.

## Publications

- [1] H. Zerrouki, M. Feham and H. Labiod, "A full Analysis of the MIMO Technology Capacity for Wireless Communications", *Accepted for Publication as a correspondence in IEEE Computer Society, IEEE United Kingdom and Ireland Republic Power Electronics Society*, Algiers-Algeria, July 2005.
- [2] H. Zerrouki, M. Feham et H. Labiod, "Investigation of Signal Processing Technique in MIMO Systems Capacity for Wireless Communications ", *dans le Proceeding du Colloque National sur le Traitement du Signal et ses Applications*, Guelma-Algerie, septembre 2005.

## Résumé

Hier encore confinés au monde professionnel, l'emploi des réseaux locaux sans fil, propulsés par les avancées de l'électronique et du traitement du signal, se généralise à grands pas. Plus flexibles, moins chers que les solutions filaires, leurs perspectives de développement restent cependant lourdement conditionnées par leur aptitude à supporter des débits suffisants pour les applications multimédia. Dans cette course vers les hauts débits, des chercheurs des laboratoires Bell ont donné une impulsion décisive lorsque, en 1996, ils ont mis en évidence la possibilité d'accroître substantiellement les débits de transmission par l'emploi simultané de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception. Le concept des systèmes de communication à entrées multiples et à sorties multiples MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) était né.

Rares sont les standards existants compatibles avec le transport de services multimédia hauts débits. La norme IEEE 802.11a, affichant des taux de transferts bruts jusqu'à 54 Mbits/s dans la gamme de fréquences de 5 GHz, en fait partie. Se pose alors naturellement la question d'évaluer dans quelle mesure une extension MIMO permettrait d'augmenter ces débits. L'objectif de cette thèse, menée dans le cadre de l'application de la technologie MIMO dans les réseaux Wi-Fi et d'apporter quelques éléments de réponse à ce problème.

Après un premier chapitre introductif donnant un état de l'art de la technologie MIMO, les formules des capacités des différents canaux SISO et SIMO seront fournies par la théorie de l'information et comparées à celle du système MIMO. Le second chapitre présente un aperçu du monde des réseaux locaux sans fil 802.11 et son extension 802.11a qui définit différentes techniques de transmission haut débit, à savoir la modulation OFDM. Les outils requis dans la construction d'une chaîne d'émission et de réception MIMO-WiFi seront fournis par les techniques de codage, de modulation bits à symbole et de modulation OFDM associée au code spatio-temporel permettant d'élaborer une stratégie capable d'exploiter au mieux la structure du canal ; sujet du troisième chapitre.

Finalement, le quatrième chapitre présente une simulation de notre système et démontre l'apport de la technologie MIMO au standard IEEE 802.11a, après avoir donné un modèle de son canal et la théorie de sa capacité.