

# THESE

Présentée

**A L'UNIVERSITE DE TLEMCCEN  
FACULTE DE TECHNOLOGIE**

Pour l'obtention du diplôme de

**DOCTORAT**

Spécialité : " Télécommunications"

Par

**BAKIR Hadj Ali**

---

Systèmes MIMO à codage spatio-temporel combinés à des  
modulations multi-porteuses dans les réseaux de communication  
sans fil

---

Soutenue **2017** devant le Jury :

S. M. MERIAH	Professeur à l'université de Tlemcen	Président
F. T. BENDIMERAD	Professeur à l'université de Tlemcen	Directeur de Thèse
F. DEBBAT	Maitre de conférences (A) à l'université de Mascara	Co- Directeur de Thèse
Y. BEKRI	Maitre de conférences (A) à l'université de Mascara	Examineur
L. MERAD	Maitre de conférences (A) à E.S.S.A de Tlemcen	Examineur
A. BOUACHA	Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Examineur

## Remerciements

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'un projet de recherche mené au niveau du Laboratoire de Télécommunications de Tlemcen (LTT), de la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr BELKAÏD- Tlemcen, intitulé : « *Systèmes MIMO à codage spatio-temporel combinés à des modulations multi-porteuses dans les réseaux de communication sans fil* » sous la direction de Monsieur le Professeur **Fethi Tarik BENDIMERAD**.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à mon directeur de thèse Monsieur **Fethi Tarik BENDIMERAD**, professeur à la Faculté de Technologie de l'université Abou-Bekr Belkaid qui m'a donné l'opportunité d'effectuer ce travail, pour ses conseils scientifiques tout au long de la thèse, pour sa grande disponibilité, ses encouragements et la confiance qu'il m'a accordée.

Je remercie vivement Mme **Fatima DEBBAT**, Maitre conférences, classe-A à l'université de Mascara, d'avoir assuré la co-direction de ce travail, et de m'avoir apporté la rigueur scientifique nécessaire à son bon déroulement, je tiens également à la remercier pour sa gentillesse et sa grande disponibilité. Le partage de ses connaissances m'a toujours permis de travailler dans les meilleures conditions.

Je remercie également Monsieur **Sidi Mohammed Meriah**, Professeur à l'Université de Tlemcen et Directeur du Laboratoire de Télécommunications de Tlemcen (LTT), pour avoir accepté d'assurer la présidence de mon Jury de Thèse. J'aimerais lui manifester ma profonde gratitude pour sa disponibilité et son attention.

Je remercie sincèrement Madame **Yamina BEKRI**, Maitre de conférences, classe A à l'Université de Mascara, Monsieur **Lotfi MERAD**, Maitre de conférences, classe A à l'Ecole Supérieure en Sciences Appliquées de Tlemcen, Monsieur **Abdelhafid BOUACHA**, Maitre de conférences, classe A à l'Université 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 et d'avoir consacré une partie de leurs temps pour juger et évaluer le travail de cette thèse.

Merci à tous mes amis chacun en son nom pour leurs aides précieuses, en particulier : Benzerga Fellah, Nechar Nesredine, Abdelkader Benghaniya et Mohammed Moulay.

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

## Résumé

L'évolution rapide dans les systèmes des communications sans fil tels que Wi-Fi, WiMax, le réseau mobile, soit dans le service offert, le débit a atteint l'exploitation optimale des ressources disponibles (fréquence, temps, espace). En plus la demande croissante sur ces technologies par le public constitué un défi à relever par les chercheurs. Le travail de cette thèse porte sur la combinaison du MIMO et de l'OFDM qui permet d'exploiter les avantages des deux technologies : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les MIMO avec codage. Le schéma de codage MIMO utilisé dans le système considéré est celui du codage temps-espace en bloc (STBC : Space-Time Block Coding). La combinaison de ce schéma avec l'OFDM peut aboutir à plusieurs schémas : codage temps-espace (ST), codage fréquence espace (SF), ou codage temps-fréquence-espace (STF).

L'objectif principal de ce travail de thèse est le développement et l'implémentation des schémas d'association des codes spatio-temporels avec la modulation multi porteuse (Alamouti-OFDM, Tarokh-OFDM) dans un canal MIMO sans fil. Une étude comparative et paramétrique a été réalisée pour voir les performances en termes de BER des deux systèmes d'associations et pour plusieurs cas de configuration.

## **Abstract**

Rapid evolution in wireless communication systems such as WiFi, WiMax, mobile network in offer service, the throughput that arrived, optimum exploitation of available resources (frequency, time, space). Moreover the increase demand over these technologies by the public has considered a great challenge by researcher. The work of this thesis focuses on the combination of MIMO and OFDM that allows exploiting the advantages of both technologies: the robustness of the link over frequency selective channels for OFDM and robustness of uncorrelated channels in space for MIMO technique with coding. The coding scheme of MIMO used in considered system is that of the encoding space-time block or STBC (Space-Time Block Code). The combination of this scheme with OFDM can result multiple schemes as: Space-Time Coding (ST), Space Frequency Coding (SF), and Or Space Time Frequency Coding (STF).

The main objective of this thesis is the development and implementation of association schemes of space-time codes with multi carrier modulation (Alam-OFDM, Tarokh-OFDM) in a MIMO wireless channel. Comparative and parametric study was conducted to see the performance in terms of BER of the two associations systems and for several configurations.

## ملخص

التطور السريع في أنظمة الاتصالات اللاسلكية في ما يخص WiMax WiFi و شبكة الهاتف النقال في الخدمات التي توفرها و التدفق السريع الذي وصلت إليه و إستعمالها الجيد للمصادر المتاحة (التردد, الوقت , الفضاء) . زيادة علي هذا الطلب المتزايد علي هذه الخدمات من طرف الزبائن لدي هذه الشبكات يعتبر هذا تحدي للباحثين.

ويركز عمل هذه الأطروحة على جمع مزايا كلا التقنيتين MIMO و OFDM : سلامة و قوة الاتصال باستخدام تقنية OFDM في قنوات انتقائية الترددات. وكذلك قوة الاتصال في قنوات غير مترابطة في الفضاء باستخدام تقنية MIMO مع الترميز. شكل ترميز MIMO المستخدم المتمثل في ترميز وقت - فضاء مجتمعين . الجمع بين هذا النوع من الترميز و OFDM يعطينا أشكال متعددة علي سبيل المثال : ترميز وقت - فضاء , ترميز تردد - فضاء , أو ترميز وقت - تردد - فضاء.

الهدف الأساسي من هذه الأطروحة هو تنفيذ أشكال مشتركة بين ترميز فضاء - وقت و تعديل ذو نواقل متعددة ( Alam - OFDM و Tarokh-OFDM), في قناة MIMO اللاسلكية. في هذا السياق قمنا بدراسة مقارنة لإيجاد أداء النظامين بعبارة BER مع عدة حالات مختلفة.

# Table des matières

<b>Remerciements</b> .....	<b>ii</b>
<b>Résumé</b> .....	<b>iii</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>iv</b>
<b>ملخص</b> .....	<b>v</b>
<b>Table des matières</b> .....	<b>vi</b>
<b>Liste des abréviations</b> .....	<b>x</b>
<b>Liste des figures</b> .....	<b>xv</b>
<b>Introduction générale</b> .....	<b>1</b>
<b>Chapitre I: Les réseaux sans fil et la modélisation de canal sans fil</b> .....	<b>5</b>
<b>I.1 Introduction</b> .....	<b>6</b>
<b>I.2 Les réseaux sans fil</b> .....	<b>6</b>
I.2.1 Réseaux personnels sans fil (WPAN).....	7
I.2.1.1 Bluetooth.....	8
I.2.1.2 Home RF .....	8
I.2.1.3 ZigBee .....	8
I.2.2 Réseaux locaux sans fil (WLAN) .....	8
I.2.2.1 Caractéristiques des réseaux WLAN.....	9
I.2.2.2 Wi-Fi (Ou IEEE 802.11).....	10
I.2.2.3 HiperLAN.....	11
I.2.3 Réseaux métropolitains sans fil (WMAN) .....	12
I.2.3.1 LMDS.....	13
I.2.3.2 HiperMAN.....	13
I.2.3.3 WiMAX.....	14
I.2.4 Les réseaux étendus sans fil (WWAN) .....	14
I.2.4.1 Première génération (1G).....	15
I.2.4.2 Le GSM (2G).....	15
I.2.4.3 Le GPRS (2,5G) .....	17
I.2.4.4 EDGE (2,75G) .....	18
I.2.4.5 Troisième génération (3G).....	19
I.2.4.6 LTE (Long Term Evolution 4G) .....	20
<b>I.3 Tableau récapitulatif</b> .....	<b>23</b>

<b>I.4</b>	<b>Propriétés d'un Canal radio mobile .....</b>	<b>24</b>
I.4.1	Propagation en espace libre .....	25
I.4.2	Modélisation d'un canal réel .....	27
I.4.2.1	Canal à multi trajets .....	30
I.4.2.1.1.	Distribution Log-normal .....	31
I.4.2.1.2.	Distribution de Rayleigh .....	31
I.4.2.1.3.	Distribution de Rice : .....	32
I.4.2.1.4.	Distribution de Nakagami .....	33
I.4.2.2	Description du Slow et Fast fading .....	33
I.4.2.3	Canal à évanouissement.....	35
I.4.2.3.1.	Étalement temporel .....	35
I.4.2.3.2.	Étalement fréquentiel- doppler.....	36
<b>I.5</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>37</b>
<b>Chapitre II : Les techniques MIMO et l'OFDM .....</b>		<b>38</b>
<b>II.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>39</b>
<b>II.2</b>	<b>Notion de diversité .....</b>	<b>39</b>
II.2.1	Diversité temporelle .....	40
II.2.2	Diversité fréquentielle .....	40
II.2.3	Diversité de polarisation .....	41
II.2.4	Diversité spatiale.....	41
<b>II.3</b>	<b>Les systèmes MIMO.....</b>	<b>42</b>
II.3.1	Modèle du système MIMO .....	43
II.3.2	Capacité d'un canal MIMO.....	44
II.3.2.1	Gain de multiplexage.....	45
II.3.2.2	Gain de diversité.....	46
<b>II.4</b>	<b>Techniques de transmission MIMO sans codage de canal .....</b>	<b>46</b>
II.4.1	Techniques de diversité .....	47
II.4.1.1	Codage espace-temps en treillis (STTC - Space Time Trellis Code) .....	47
II.4.1.2	Codage espace-temps en blocs (STBC - Space Time Block Code).....	47
II.4.2	Techniques de multiplexage .....	48
II.4.2.1	H-BLAST .....	48
II.4.2.2	D-BLAST .....	48

II.4.2.3	V-BLAST.....	49
<b>II.5</b>	<b>Principe de la technique MIMO.....</b>	<b>49</b>
II.5.1	La diversité spatiale MIMO [63- 64].....	50
II.5.2	Le multiplexage spatial MIMO [63- 64] .....	50
II.5.3	Le MIMO –Beamforming [63- 64].....	51
<b>II.6</b>	<b>Quelques résultats de la théorie de l’information .....</b>	<b>51</b>
II.6.1	Cas du canal ergodique.....	52
II.6.1.1	Canal SISO.....	52
II.6.1.2	Canal MIMO.....	53
II.6.2	Probabilité de coupure .....	55
II.6.3	Compromis de gain de multiplexage-diversité .....	56
<b>II.7</b>	<b>La modulation OFDM.....</b>	<b>58</b>
II.7.1	Principe des modulations multi porteuses .....	58
II.7.2	Le signal OFDM .....	59
II.7.3	L’insertion de l’intervalle de garde .....	59
<b>II.8</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>62</b>
<b>Chapitre III : Les codes spatio-temporels .....</b>		<b>63</b>
<b>III.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>64</b>
<b>III.2</b>	<b>Le codage spatio-temporel.....</b>	<b>64</b>
III.2.1	Construction des codes.....	65
III.2.2	Hypothèses .....	66
III.2.3	Critères de construction des codes espace-temps .....	66
III.2.4	Architecture générale d’un système de codage spatio-temporel .....	69
III.2.5	Différentes Classes des codes spatio-temporels .....	70
III.2.5.1	Codes ST en Treillis .....	70
III.2.5.2	Code temps-espace en blocs (STBC).....	72
III.2.5.3	Codes ST orthogonaux.....	73
III.2.5.3.1.	Code d’Alamouti .....	73
III.2.5.3.2.	Les codes espace-temps en blocs de Tarokh :.....	75
<b>III.3</b>	<b>Modèle mathématique du STBC de l’émission à la réception .....</b>	<b>77</b>
III.3.1	Le codage .....	77
III.3.2	Algorithme du décodage par MV.....	78



<b>III.4 Résultats de simulation .....</b>	<b>81</b>
III.4.1 Les performances du code OSTBC .....	83
III.4.2 Comparaison entre NOSTBC et OSTBC .....	87
III.4.3 Effet de la taille de constellation des modulations sur OSTBC .....	89
<b>III.5 Conclusion.....</b>	<b>91</b>
<b>Chapitre IV : L'association de STBC-OFDM dans un canal MIMO sans fil.....</b>	<b>91</b>
<b>IV.1 Introduction .....</b>	<b>92</b>
<b>IV.2 Les avantages de l'OFDM .....</b>	<b>93</b>
<b>IV.3 Les inconvénients de l'OFDM .....</b>	<b>94</b>
<b>IV.4 Les avantages de la technologie MIMO .....</b>	<b>96</b>
<b>IV.5 Codage spatio-temporel .....</b>	<b>97</b>
<b>IV.6 Systèmes SISO-OFDM .....</b>	<b>99</b>
<b>IV.7 Systèmes MIMO-OFDM .....</b>	<b>103</b>
<b>IV.8 Les techniques de la diversité de transmission pour l'OFDM.....</b>	<b>105</b>
IV.8.1 Système SFBC (Space Frequency Block Code) –OFDM .....	106
IV.8.2 Système OSTBC-OFDM.....	107
<b>IV.9 Résultats et discussions .....</b>	<b>109</b>
IV.9.1 Influence de la longueur d'IFFT sur Alamouti-OFDM et Tarokh-OFDM.....	112
IV.9.2 Influence de l'ordre de constellation de la modulation PSK et QAM sur Alam-OFDM et Tarokh-OFDM .....	113
IV.9.3 Comparaison entre Alamouti-OFDM et Tarokh-OFDM .....	116
IV.9.4 Comparaison avec d'autres travaux .....	118
IV.9.5 Comparaison avec NOSTBC-OFDM .....	120
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES .....</b>	<b>127</b>
<b>Les travaux scientifiques .....</b>	<b>130</b>
<b>Références.....</b>	<b>131</b>

## Liste des abréviations

AMPS	Advanced Mobile Phone System
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BBGA	Bruit Blanc Gaussien Aditif
BER	Bit Error Rate
BLAST	Bell Labs Layered Space Time
BLR	Boucle Local Radio
BPSK	Binary phase shift keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CDS	Channel Dependent Scheduling
CST	codage spatio-temporel
CSTB	codage spatio-temporel en bloc
CSTT	codage spatio-temporel en trellis
CP	Cyclic Prefix
DAST	Diagonal Algebraic Space-Time code
D-BLAST	Diagonal-Bell Labs Space Time Architecture
DCS	Digital Communication System
DSS	direct sequence spread
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
ETACS	Extended Total Access Communication System
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FER	Frame Error Rate

FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FSTD	Frequency Shift Transmit Diversity
GGSN	Gateway GPRS Support Node
GPRS	General Packet Radio Service
GSN	GPRS Support Nodes
H-BLAST	Horizontal-BLAST
HSPA	High-Speed Packet Access
HSDPA	High-Speed Downlink Packet Access
ICI	Inter Carrier Interference
IES	Interférence Entre Symbole
IMT	International Mobile Telecommunications
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter Symbol Interférence
ITU	International Telecommunications Union
LD	linear dispersion code
LMDS	Local Multipoint Distribution System
LOS	Line Of Sight
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple input Multiple output
MISO	Multiple Input Single Output
ML	Maximum Likelihood
MMS	Multimédia Message Service
MRC	Maximum Ratio Combining
SU-MIMO	Single User MIMO
MU-MIMO	Multiple User MIMO

NOSTBC	Non Orthogonal space time bloc code
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiple
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OSTBC	Orthogonal space time bloc code
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PCS	Personal Communication System
PSK	Phase shift keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature phase shift keying
RIF	réponse impulsionnelle finie
RSB	Rapport de Signal Bruit
SC-FDMA	Single Carrier - Frequency Division Multiple Access
SGSN	Serving GPRS Support Node
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
ST	Spatio-temporel
STT	Spatio-temporels en Treillis
STB	Spatio-temporels en Bloc
STTC	Space Time Treillis Code
STTB	Space Time Treillis Bloc
SNR	Signal Noise Ratio
SVD	Singular Value Décomposition
TACS	Total Access Communication System
TAST	Threaded Algebraic Space-Time code

TDMA	Time Division Multiple Access
TEB	Taux d'erreur binaire
V-BLAST	Vertical-BLAST
W-CDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WiMax	World Interoperability for Microwave Access
Wi-Fi	Wireless Fidelity
3GPP	3rd Generation Partnership Project
QPSK	Quadrature phase shift keying
RBS	Radio Base Station
RIF	réponse impulsionnelle finie
RNC	Radio Network Controller
RSB	Rapport de Signal Bruit
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SMS	Short Message Service
ST	Spatio-temporel
STT	Spatio-temporels en Treillis
STB	Spatio-temporels en Bloc
STTC	Space Time Treillis Code
STTB	Space Time Treillis Bloc
SNR	Signal Noise Ratio
SVD	Singular Value Décomposition
TAST	Threaded Algebraic Space-Time code
TDMA	Time Division Multiple Access
TEB	taux d'erreur binaire

UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
V-BLAST	Vertical-BLAST
WiMax	World Interoperability for Microwave Access
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WWAN	Wireless Wide Area Network
3GPP	3rd Generation Partnership Project

## Liste des figures

<b>Figure I.1</b>	Exemple d'architecture de réseaux sans fil : WLAN, WPAN, WWAN [13].....	7
<b>Figure I.2</b>	Classification des réseaux sans fil [12].....	7
<b>Figure I.3</b>	Exemple d'architecture WLAN .....	11
<b>Figure I.4</b>	L'évolution des standards WLAN [13].....	12
<b>Figure I.5</b>	Boucle Local Radio (BLR) [12] .....	13
<b>Figure I.6</b>	Exemple de découpage en cellules.....	14
<b>Figure I.7</b>	Symboles OFDM avec les préfixes cycliques (CP).....	21
<b>Figure I.8</b>	Technique SU-MIMO et MU-MIMO [9] .....	23
<b>Figure I.9</b>	Les mécanismes de propagations [9] .....	25
<b>Figure I.10</b>	Propagation en espace libre .....	26
<b>Figure I.11</b>	Système de communication avec un canal à bruit additif .....	26
<b>Figure I.12</b>	Atténuation en espace libre [12].....	27
<b>Figure I.13</b>	Chaîne d'un système de communication mobile .....	27
<b>Figure I.14</b>	Deux types de bruit pour un canal de communication sans fil.....	28
<b>Figure I.15</b>	Système de communication avec un canal réel .....	29
<b>Figure I.16</b>	Les trois échelles de la variation du signal du mobile [28] .....	29
<b>Figure I.17</b>	Modélisation d'un canal multi trajet par un filtre linéaire.....	30
<b>Figure I.18</b>	Slow et fast fading [34] .....	34
<b>Figure I.19</b>	Différentes variantes des canaux .....	37
<b>Figure II.1</b>	Diversité temporelle .....	40
<b>Figure II.2</b>	Diversité fréquentielle .....	41
<b>Figure II.3</b>	Système MIMO .....	43
<b>Figure II.4</b>	Structure H-BLAST .....	48
<b>Figure II.5</b>	Structure D-BLAST .....	49
<b>Figure II.6</b>	Structure V-BLAST .....	49

<b>Figure II.7</b>	Capacité en fonction du SNR [70].	55
<b>Figure II.8</b>	Courbe de la DMG [71]	57
<b>Figure II.9</b>	Schéma synoptique des modulations OFDM.	61
<b>Figure II.10</b>	Spectre des différentes porteuses	61
<b>Figure II.11</b>	Exemple d'un spectre en sortie du modulateur OFDM [78]	62
<b>Figure III.1</b>	Introduction du mappeur/démappeur spatio-temporel à l'émission/réception [86]	65
<b>Figure III.2</b>	Effets du gain de diversité et de codage sur la courbe de probabilité d'erreur [89]	69
<b>Figure III.3</b>	Schéma du codage spatio-temporel [40]	69
<b>Figure III.4</b>	Exemple de code ST en Treillis à 8 états	71
<b>Figure III.5</b>	Taux d'erreur binaire en fonction du SNR (dB) du $Nt \times 2$ MIMO –OSTBC ...	83
<b>Figure III.6</b>	Taux d'erreur binaire en fonction du SNR (dB) du $2 \times Nr$ MIMO–OSTBC .....	84
<b>Figure III.7</b>	Comparaison du TEB en fonction du SNR (dB) de l'OSTBC entre SISO, SIMO, MISO, MIMO.....	86
<b>Figure III.8</b>	Comparaison dans le taux d'erreur binaire en fonction du SNR (dB) entre OSTBC et NOSTBC dans MIMO.....	87
<b>Figure III.9</b>	Comparaison dans le taux d'erreur binaire en fonction du SNR (dB) entre OSTBC et NOSTBC dans SIMO et MISO .....	88
<b>Figure III.10</b>	Comparaison dans le taux d'erreur binaire en fonction du SNR (dB) entre OSTBC et NOSTBC dans SISO .....	89
<b>Figure III.11</b>	Influence de la taille des constellations sur le BER du système OSTBC $3 \times 3$ . ....	90
<b>Figure IV.1</b>	Système SISO-OFDM sans fil.....	99
<b>Figure IV.2</b>	Visualisation de différentes constellations possibles.....	100
<b>Figure IV.3</b>	Ajout du préfixe cyclique .....	101



<b>Figure IV.4</b> Différentes configurations MIMO versus SISO.....	103
<b>Figure IV.5</b> Répartitions des blocs OFDM [106] .....	104
<b>Figure IV.6</b> Système MIMO-OFDM sans fil.....	105
<b>Figure IV.7</b> Bloc de transmission pour STBC-OFDM .....	107
<b>Figure IV.8</b> La performance du système Alam-OFDM pour différentes longueurs d'IFFT .....	112
<b>Figure IV.9</b> La performance du système Tarokh-OFDM pour différentes longueurs d'IFFT ..	112
<b>Figure IV.10</b> Performances du système Alam-OFDM pour différents ordre de constellation de la modulation PSK(longueur IFFT =1024). .....	113
<b>Figure IV.11</b> Performances du système Tarokh-OFDM pour différents ordre de constellation de la modulation PSK (longueur IFFT =1024). .....	114
<b>Figure IV.12</b> Performances du système Alam-OFDM pour différents ordre de constellation de la modulation QAM (longueur IFFT =1024). .....	115
<b>Figure IV.13</b> Performances du système Tarokh-OFDM pour différents ordre de constellation de la modulation QAM (longueur IFFT =1024). .....	115
<b>Figure IV.14</b> Comparaison de performances entre Alamouti-OFDM et Tarokh code-OFDM pour BPSK et QPSK (IFFT=512) .....	116
<b>Figure IV.15</b> Comparaison des performances entre Alamouti-OFDM et Tarokh code-OFDM pour BPSK et QPSK (IFFT=1024) .....	117
<b>Figure IV.16</b> Comparaison des performances entre Alamouti-OFDM et Tarokh code-OFDM pour 4-QAM (IFFT=1024).....	117
<b>Figure IV.17</b> Comparaison avec d'autres travaux [110] [111] [112] : le cas d'Alam-OFDM code. ....	118
<b>Figure IV.18</b> Comparaison avec d'autres travaux [110] [111] [112] : le cas de Tarokh-OFDM. ....	119

<b>Figure IV.19</b> Comparaison de OSTBC-OFDM, Alamouti-OFDM et NOSTBC-OFDM.( $IFFT = 512, N_{sc} = 64$ ) .....	121
<b>Figure IV.20</b> Comparaison de OSTBC-OFDM, Alamouti-OFDM et NOSTBC-OFDM( $IFFT = 1024, N_{sc} = 64$ ).....	122
<b>Figure IV.21</b> Comparaison du BER entre OSTBC et OSTBC-OFDM ( $IFFT = 512, N_{sc} = 128$ et 256) .....	123
<b>Figure IV.22</b> Comparaison du BER entre Alamouti code et Alam-OFDM ( $IFFT = 512, N_{sc} = 128$ et 256).....	123
<b>Figure IV.23</b> Comparaison du BER entre NOSTBC code et NOSTBC-OFDM ( $IFFT = 512, N_{sc} = 64$ et 128).....	124
<b>Figure IV.24</b> Comparaison du BER entre OSTBC et OSTBC-OFDM ( $N_{sc} = 64, IFFT = 512, et 1024$ ).....	124
<b>Figure IV.25</b> Comparaison du BER entre Alamouti code et Alam-OFDM ( $N_{sc} = 64, IFFT = 512, et 1024$ ).....	125
<b>Figure IV.26</b> Comparaison du BER entre NOSTBC code et NOSTBC-OFDM ( $N_{sc} = 64, IFFT = 512, et 1024$ ).....	125

# **Introduction générale**

## **1- Contexte**

Les systèmes de communication sans fil ont eu un très rapide développement au cours de ces dernières décennies. L'évolution des exigences de l'utilisateur nécessite une augmentation des débits, de la flexibilité pour permettre une adaptation à son environnement, tout en bénéficiant de performance, mobilité, basse consommation, et faible coût. Les technologies et standards sans fil tels que le GSM (Global System for Mobile communication), l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), le LTE (Long Term Evolution), le WiMAX (World wide Interoperability for Microwave Access), le Wi-Fi (Wireless Fidelity), et le Bluetooth ont révolutionné la façon dont nous communiquons et échangeons des données notamment à travers des services comme la téléphonie et l'accès Internet.

## **2- Problématique**

Les services offerts par les réseaux sans fil sont en constante augmentation et s'adaptent aux besoins professionnels et/ou personnels des utilisateurs, de plus, ils sont disponibles n'importe quand et presque n'importe où. Ils deviennent ainsi extrêmement demandeurs en termes de débits. Face à l'augmentation certaine du nombre des utilisateurs ainsi que celle des débits de transmission dans les prochaines décennies, les futurs systèmes de radiocommunications devront mettre en œuvre des techniques de plus en plus évoluées pour satisfaire à ces demandes. En plus, le développement de ces nouveaux systèmes nécessite plus que jamais de considérer le segment Radio-Fréquence (RF) avec ses imperfections, pour proposer des architectures innovantes et efficaces.

Les technologies multi-antennaires ont permis l'évolution des systèmes de communication conventionnels SISO (Single Input Single Output) aux systèmes SIMO (Single Input Multiple Output), MISO (Multiple Input Single Output) et MIMO (Multiple Input Multiple Output) avec des configurations respectives d'antennes multiples en réception et en émission. Néanmoins, les avantages de performances des techniques multi-antennaires sont accompagnés par des défis techniques significatifs. Un challenge important se trouve dans l'utilisation d'antennes multiples dans le lien descendant des réseaux mobiles pour des configurations SIMO et MIMO.

Le grand défi qui reste en face les futures systèmes de communication sans fil est comment arriver à une exploitation optimale des ressources disponibles (la fréquence, le temps et l'espace) et quelle est la meilleure technique de communication qui leur permet à atteindre des performances satisfaisantes, et d'avoir une haute fiabilité dans la transmission et la réception des signaux, et une robustesse contre l'évanouissement du canal sans fil.

### **3- Objectifs et contributions**

Pour répondre aux contraintes de la limitation du spectre disponible, les systèmes à porteuses multiples possèdent une haute efficacité spectrale à cause de l'orthogonalité et le débit total s'approche du débit de Nyquist. La technique de multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)) est devenue incontournable dans les systèmes de transmission sans fil.

D'autre part, la technologie MIMO, peut produire des gains importants, à la fois, pour les liens et les capacités du réseau, sans transmission de puissance supplémentaire ou sans consommation de bande passante supplémentaire. Des données identiques sont codées et transmises par différentes antennes, ce gain de diversité est utilisé pour combattre les évanouissements du canal et pour augmenter les performances au niveau de la réception. L'autre cas d'utilisation des techniques MIMO est celui du gain en capacité, différentes données sont transmises sur différentes antennes pour augmenter le débit de transmission. Le système MIMO peut implémenter l'OSTBC (codage spatio-temporel en bloc orthogonal) comme technique de codage de données afin de fournir une diversité spatiale et temporelle en même temps.

Plusieurs travaux de recherche ont étudié OFDM [1-3] et OSTBC [4-5] séparément et proposent beaucoup de solution par l'association de ces deux techniques [6-8]. OSTBC-OFDM devient alors la couche physique populaire pour les systèmes de communication de MIMO appliqué généralement dans les canaux sans fil. Elle offre un gain de diversité important, et une faible complexité de codage et décodage. Notre travail de thèse consiste à contribuer dans ce même contexte de recherche. Après avoir étudié la combinaison de codage spatio-temporel avec la modulation multi porteuse OFDM, à travers l'étude de l'effet de l'ordre de diversité temporelle donné déjà par la célèbre matrice de code d'Alamouti et Tarokh sur la modulation OFDM et la différence entre ces deux codes en plusieurs paramètres que nous allons détailler dans la suite.

#### 4- Organisation de la thèse

Notre travail de thèse sera structuré en quatre chapitres :

**Le chapitre 1 :** présentera les systèmes de communication sans fil. Dans la première partie, nous définissons les différents types de réseaux sans fils. Ensuite, la deuxième partie inclut une description détaillée sur l'effet du canal sur la propagation du signal dans un environnement sans fil. Cet environnement est caractérisé par l'existence des obstacles (différentes constructions, les montagnes, etc ...) introduisant une atténuation de puissance connue généralement par le phénomène d'évanouissement.

**Le chapitre 2 :** les différentes techniques de diversités pour lutter contre les évanouissements du signal seront expliquées. Ce mécanisme de transmission de l'information a pour objet de réduire l'effet de l'évanouissement et d'arriver à une qualité de réception bonne (avec moins d'erreurs). Puis, nous allons voir la technique MIMO, en détaillant le multiplexage spatial (V-BLAST, H-BLAST, D-BLAST) et les deux types de codage spatio-temporelle (STTC et STBC). La dernière partie du chapitre, sera consacré à la modulation multi porteuses OFDM.

**Le chapitre 3 :** introduit une revue générale sur les différents codes ST. Ensuite, nous allons cibler notre étude sur le code STBC, en décrivant les critères de construction de ce type de codage. Après, nous allons voir les deux fameux codes STBC orthogonal (Alamouti et Tarokh codes). Nous allons introduire le modèle mathématique détaillé de la partie décodage par MV (Maximum de Vraisemblance). Après, nous allons présenter les résultats de simulation pour étudier l'influence de la diversité spatiale en utilisant le codage STBC sous différentes architectures sur la performance de la transmission.

**Le chapitre 4 :** nous allons voir dans ce chapitre les différents modèles d'association : SISO-OFDM, MIMO-OFDM, SFBC-OFDM puis STBC-OFDM. Cette dernière association est considérée comme le vrai contexte de notre étude. Nous allons donner le modèle mathématique du OSTBC-OFDM, en présentant le signal donné par la chaîne d'émission de cette association, le passage de ce signal dans un canal de type Rayleigh et dans la chaîne de réception où la règle MV (Maximum de vraisemblance) a été appliquée sur le signal reçu pour le décodage. Dans la partie simulation, nous allons détailler les étapes suivies pour la construction de l'association étudiée sous le logiciel Matlab, la première partie des résultats de simulation a servi à comparer les performances de deux codes (Alamouti et Tarokh) avec l'OFDM, en utilisant différentes longueurs d'IFFT, et différentes tailles de la modulation PSK

et QAM. La deuxième partie des résultats de simulation donne une comparaison entre le modèle d'association (Alam-OFDM, Tarokh-OFDM) développé et trois autres-modèles d'association étudiés d'un même contexte que notre étude, mais avec des paramètres et détecteurs différents. La troisième partie du chapitre présente des résultats de simulation de comparaison paramétrique des performances de transmission des deux modèles proposés OSTBC-OFDM (Alam-OFDM, Tarokh-OFDM) avec les performances du troisième modèle proposé qui est le NOSTBC-OFDM dans deux contextes d'utilisation : avec et sans la modulation OFDM.

Enfin, ce manuscrit se termine par une conclusion générale et quelques perspectives pour les travaux réalisés.

## **Chapitre I: Les réseaux sans fil et la modélisation de canal sans fil**

## **I.1 Introduction**

La communication sans fil, constitue un domaine très évolutif dans les systèmes de communications [9, 10]. Cette évolution constante des technologies sans fil change considérablement le cours de vie des humains, leur travail et leurs distractions. La prolifération des petits objets communicants sans fil fait de cette technologie une partie intégrante de la vie quotidienne et un outil indispensable d'affaires [9, 11]. Le succès obtenu au niveau du grand public peut se comprendre, par comparaison avec la communication filaire, par la mobilité offerte et la disposition d'une connectivité commode. En plus, les réseaux sans fil sont généralement faciles à déployer et permettent de relier des utilisateurs se trouvant dans des zones difficiles d'accès. Ainsi, émetteurs et récepteurs dans ces réseaux sont reliés par un médium de transmission dénommé le canal radio (ou interface air).

La qualité de transmission fournie par les différents réseaux sans fil dépend de plusieurs critères, parmi ces critères le type de canal. Le fonctionnement des réseaux sans fils peut être plus ou moins perturbé en fonction des environnements dans lesquels ils ont été déployés. Cela est dû aux différents phénomènes physiques que subit l'information lors de son passage par le canal de propagation. Il est, donc, nécessaire de rappeler ces phénomènes pour mieux comprendre leurs impacts sur la qualité de liaison. Dans ce contexte, ce chapitre introduit les concepts et les effets du canal de communication sans fil, qui inclut les antennes et l'impact des phénomènes de propagation. Egalement, Nous allons étudier la modélisation d'un canal radio mobile.

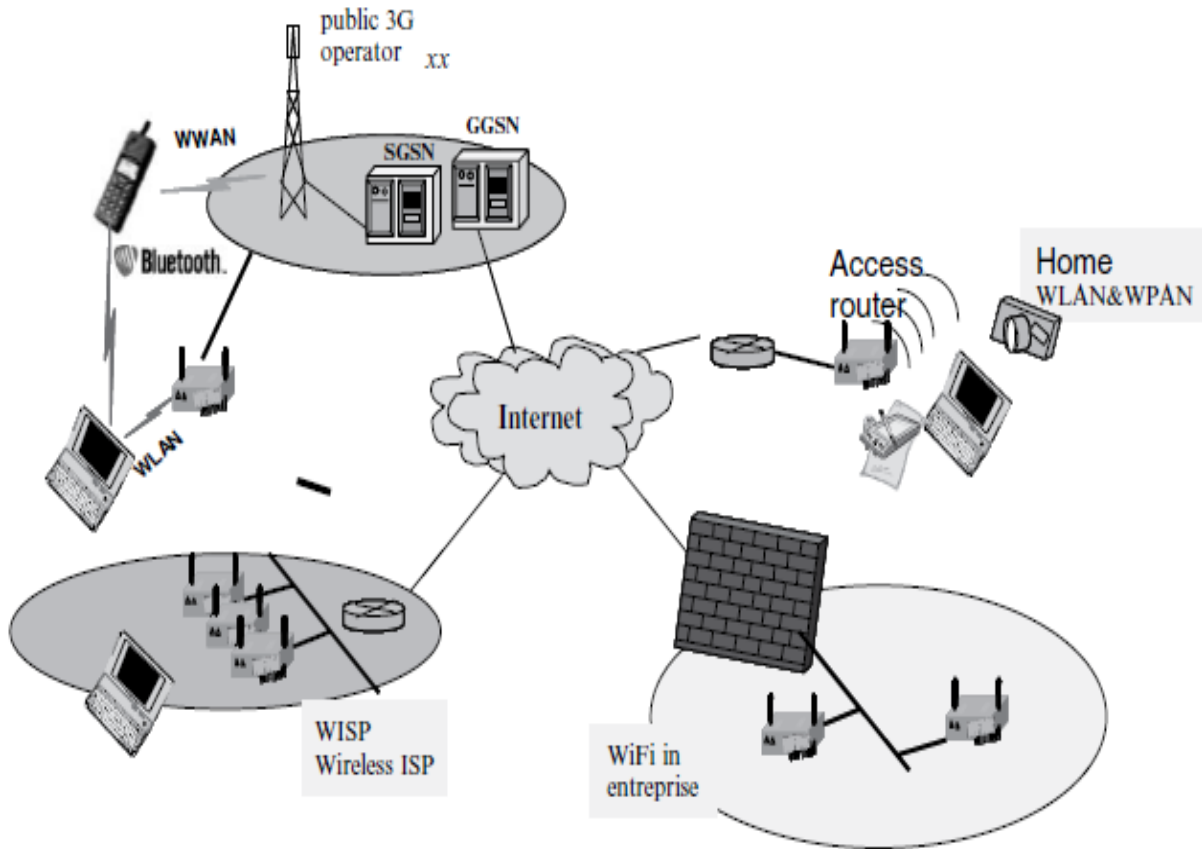
## **I.2 Les réseaux sans fil**

Un réseau sans fil est un réseau dans lequel deux terminaux ou plus peuvent communiquer sans liaison filaire. Grâce aux réseaux sans fil, un utilisateur a la possibilité de rester connecté tout en se déplaçant dans un périmètre géographique plus ou moins étendu.

Les réseaux sans fil se divisent en plusieurs catégories différentes selon la taille de la zone géographique à couvrir [12, 13]. On distingue les réseaux personnels sans fil (**WPAN**), les réseaux locaux sans fil (**WLAN**), les réseaux métropolitains sans fil (**WMAN**) et les réseaux étendus sans fil (**WWAN**). Chacune de ces catégories regroupe différents standards de communication permettant de relier très facilement des équipements distants d'une dizaine de mètres à quelques kilomètres. Dans l'intention de toujours offrir au client une large gamme



de services tout en garantissant un débit et une qualité de service meilleurs, les constructeurs cherchent à proposer des terminaux mobiles intégrant différents standards et capables de gérer cette cohabitation [12]



**Figure I.1** Exemple d'architecture de réseaux sans fil : WLAN, WPAN, WWAN [13]



**Figure I.2** Classification des réseaux sans fil [12]

### I.2.1 Réseaux personnels sans fil (WPAN)

Le réseau personnel sans fil (WPAN pour Wireless Personal Area Network) concerne les réseaux sans fil d'une faible portée : de l'ordre de quelques dizaines de mètres. Ce type de réseau est adapté à relier des périphériques (imprimante, téléphone portable, . . .) ou un

assistant personnel (PDA) à un ordinateur sans liaison filaire ou bien à permettre la liaison sans fil entre deux machines très peu distantes. Il existe plusieurs technologies utilisées pour les WPAN [12]

### **I.2.1.1 Bluetooth**

La principale technologie WPAN est la technologie Bluetooth, lancée par Ericsson en 1994, proposant un débit théorique de 1 Mbps pour une portée maximale d'une trentaine de mètres. Bluetooth est le nom commercial relatif à la norme IEEE 802.15.1. Sa faible consommation en énergie, la rend particulièrement adaptée à une utilisation au sein de petits périphériques.

### **I.2.1.2 Home RF**

Home RF (pour Home Radio Frequency), lancée en 1998 par le Home RF Working Group (formé notamment par les constructeurs Compaq, Hewlett-Packard, Intel, Siemens, Motorola et Microsoft) propose un débit théorique de 10 Mbps avec une portée d'environ 50 à 100 mètres sans amplificateur. La norme Home RF soutenue notamment par Intel, a été abandonnée en janvier 2003, notamment car les fondateurs de processeurs misent désormais sur les technologies Wi-Fi embarquées (via la technologie Centrino, embarquant au sein d'un même composant un microprocesseur et un adaptateur Wi-Fi).

### **I.2.1.3 ZigBee**

La technologie ZigBee (nom commercial relatif à la norme IEEE 802.15.4) permet d'obtenir des liaisons sans fil à très bas prix et avec une très faible consommation d'énergie, ce qui la rend particulièrement adaptée pour être directement intégrée dans de petits appareils électroniques.

La technologie Zigbee, opérant sur la bande de fréquences des 2,4 GHz et sur 16 canaux, permet d'obtenir des débits pouvant atteindre 250 Kb/s avec une portée maximale de 100 mètres environ.

## **I.2.2 Réseaux locaux sans fil (WLAN)**

Un réseau local sans fil (WLAN, Wireless Local Area Network) est un réseau permettant de couvrir l'équivalent d'un réseau local d'entreprise, soit une portée d'environ une centaine de mètres. Il permet de relier entre eux les terminaux présents dans la zone de couverture.

### **I.2.2.1 Caractéristiques des réseaux WLAN**

Le WLAN est une technologie intéressante parce qu'il offre une gamme énorme d'applications grâce à ses plusieurs avantages incluant une haute capacité, une couverture de courte distance, une connectivité complète et une capacité de diffusion.

Les principales caractéristiques de WLAN sont les suivantes [13] :

- Disponibilité mondiale selon normes.
- Débit théorique certainement plus haut à ceux offerts par les standards des 3G comme l'UMTS ( Universal Mobile Telecommunications System).
- Itinérance et support de transfert.
- Facilité de déploiement.

Les caractéristiques de ces systèmes suivent ainsi une évolution qui peut être résumée comme suit [13] :

La première génération (IEEE 802.11) depuis 1997 (WLAN/1G) :

- Connectivité de terminaux de PC (entre eux ou à un réseau local fixe).
- APs à base de pont.
- Coexistence avec d'autres réseaux (exemple : WLAN et Ethernet).
- Itinérance.

La deuxième génération (IEEE 802.11b) depuis 1998 (WLAN/2G).

- Une gestion plus efficace de WLAN.
- D'interconnexion et d'interopérabilité.
- Migration à compter de la première génération.
- Conformité à la norme l'IEEE 802.11b.

La troisième génération (802.11 a/g) depuis 2000 (WLAN/3G) :

- A haut débit.
- Conception des réseaux plus ouverts et intégrés.
- Conformité à la norme l'IEEE 802.11a/g.
- Minimisation de dimensions d'antenne.
- Amélioration des sensibilités de récepteur.

La quatrième génération (IEEE 802.11n) (WLAN/4G) :

- Très haut débit (Quelques centaines de Mbps).
- Longues distances à hauts taux de données.
- L'utilisation d'une technologie robuste (soit MIMO 'Multiple Input Multiple Output' ou STC 'Space Time Coding').

**Limitations:** Quelques limitations de cette technologie restent toujours:

- Taux de données faible comparé avec ceux de réseaux fixes haut débit.
- Influence par les obstacles fixes particulièrement les murs métalliques.
- Des attaques de sécurité.
- Une qualité de transmission dépend de l'environnement (multi trajets, et l'affaiblissement ... etc).
- Problème d'interconnexion.
- Déploiement.

### I.2.2.2 Wi-Fi (Ou IEEE 802.11)

Nom commercial relatif à la norme IEEE 802.11b, le WiFi [12, 14, 15] (pour *Wireless Fidelity*) c'est une technologie intéressante pour de nombreuses sociétés liées au monde des télécoms et d'internet. Les collectivités locales et surtout les particuliers profitent de la facilité d'accès à internet haut débit liée à cette norme. Par abus de langage, il désigne, maintenant, les différentes déclinaisons de la norme IEEE 802.11. Il offre un débit théorique de 11 Mb/s pour une portée de 50 mètres.

Dans le souci d'apporter des améliorations en termes de débit, sécurité, QoS, . . . différentes déclinaisons de la norme 802.11 ont vu le jour. Parmi lesquelles on retrouve :

- 802.11a : Grâce à la technologie OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), elle peut atteindre un débit de 54Mb/s dans la gamme de fréquence des 5GHz.
- 802.11g : Elle est la norme la plus répandue actuellement. Elle offre un haut débit (54 Mbit/s théoriques, 25 Mbit/s réels) sur la bande de fréquences des 2,4 GHz.
- 802.11n : Grâce aux technologies MIMO (Multiple Input Multiple Output) et OFDM, cette norme prévoit un débit théorique pouvant atteindre les 600 Mbit/s (débit réel de 100 Mbit/s dans un rayon de 90 mètres).

### I.2.2.3 HiperLAN

Travaillant à 5 GHz, la norme HiperLAN (pour *High Performance Radio LAN*) a été lancée par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute). Elle existe en deux versions, HiperLAN1 et HiperLAN2 qui offrent respectivement des débits théoriques de 20 Mb/s pour une portée de 50 mètres et 54 Mbits/s pour une portée de 200 mètres. Une troisième version existe également mais elle est destinée, plutôt, aux réseaux WMAN. Contrairement au succès qu'a connu le WiFi, la norme HiperLAN n'a jamais reçu de soutien pour le marché américain [12].

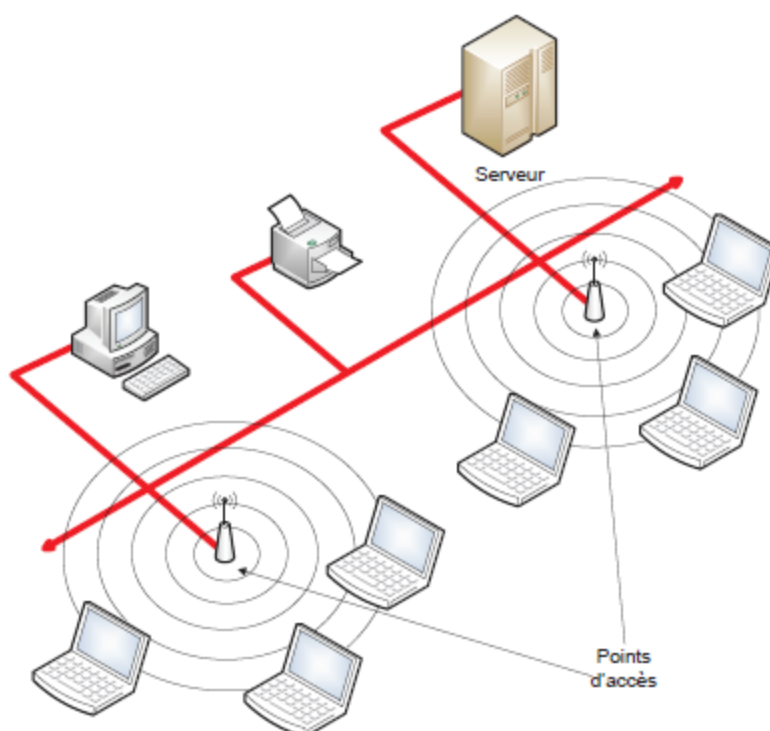


Figure I.3 Exemple d'architecture WLAN

L'évolution des normes IEEE 802.11 est illustrée dans la figure I.4 qui inclut deux types de systèmes : Ceux qui sont opérationnels dans la bande de 2.4 GHz et ceux qui sont opérationnels dans la bande de 5GHz [13].

**FH** : spectre étalé à saut de fréquence ou (FHSS : Frequency Hopping Spread Spectrum) ;  
**DS** : technique d'étalement de spectre à séquence directe ou (DSS : direct sequence spread-spectrum technique) ;  
**H1** : Hiperlan 1 standard Européen spécifié par l'organisation de standardisation européen ou (ETSI : European standard specified by the European standardization organization).

**H2:** Hiperlan 2 standard Européen spécifié par l'organisation de standardisation européen ou ETSI. H2, ce standard a une couche physique de propriété similaires que 802.11a, parce il utilise la modulation OFDM dans la bande 5GHz. La couche de MAC est différente puisqu'il est basé sur une approche de TDMA.

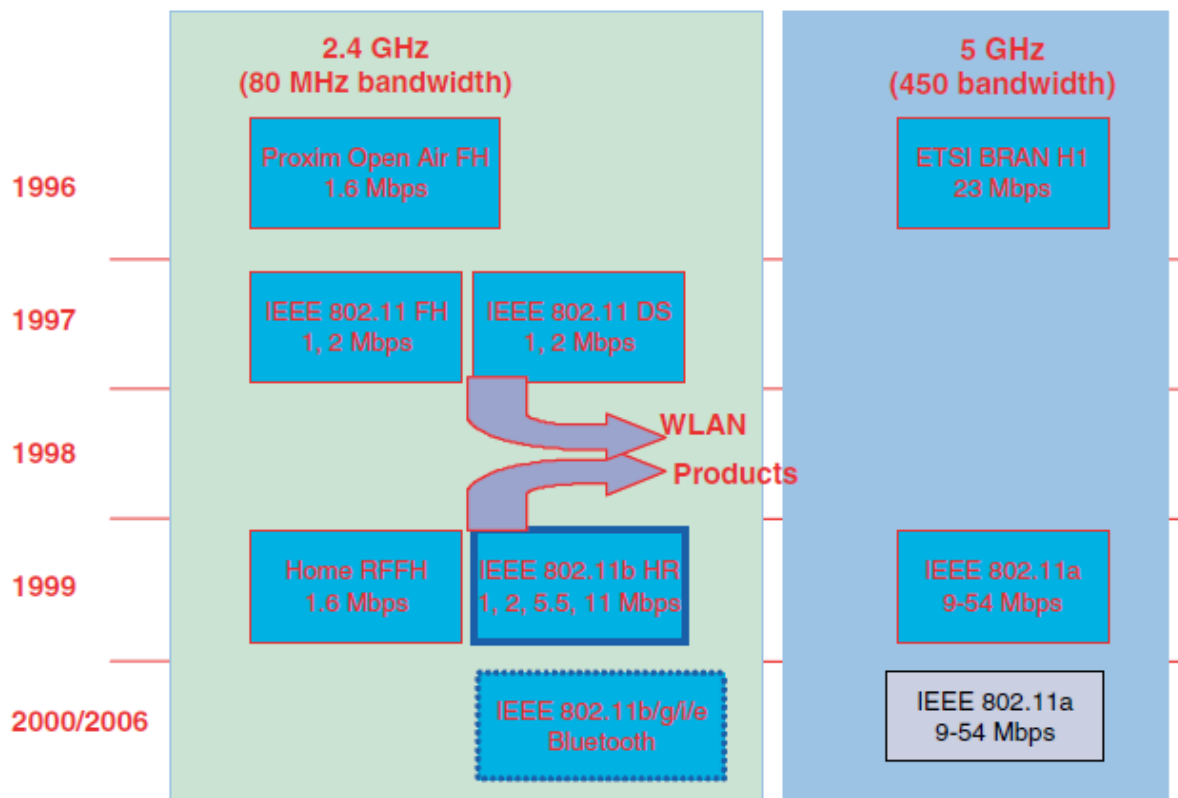


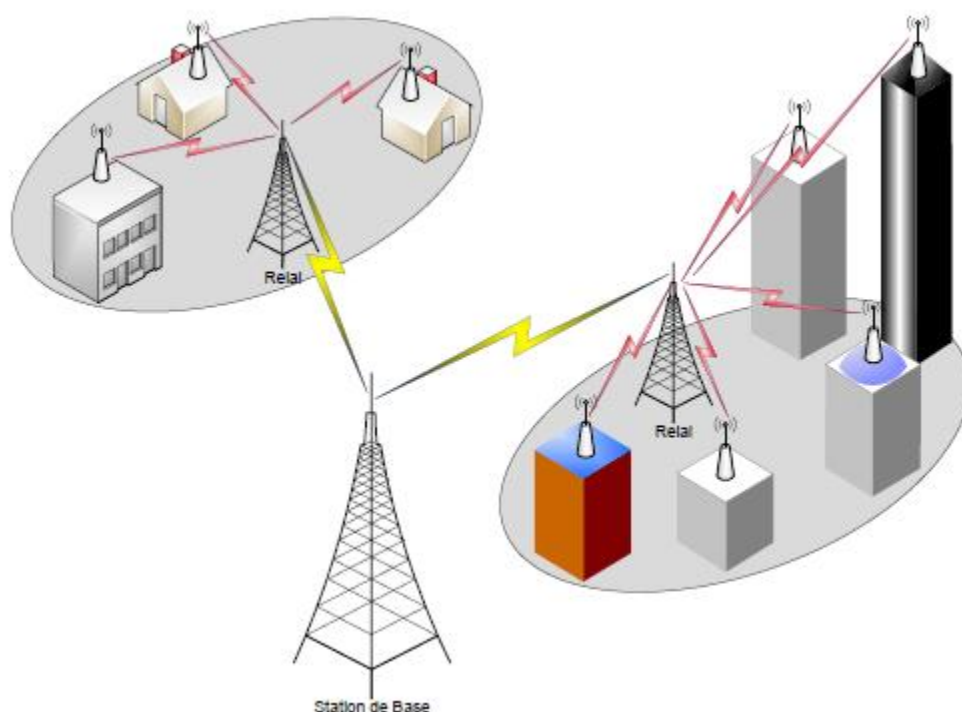
Figure I.4 L'évolution des standards WLAN [13]

### I.2.3 Réseaux métropolitains sans fil (WMAN)

Les réseaux métropolitains sans fil (WMAN pour Wireless Metropolitan Area Network) sont des réseaux destinés à connecter aussi bien des entreprises que des particuliers à leurs opérateurs (téléphonie fixe, internet, télévision, ...). Cette connexion s'étend sur l'échelle d'une métropole par voie hertzienne. Connus également sous le nom Boucle Local Radio (BLR), les WMAN cherchent à offrir à leurs abonnés les mêmes performances (débit, QoS,...) que les réseaux filaires classiques tout en minimisant les coûts des installations [12].

### I.2.3.1 LMDS

Le LMDS (pour *Local Multipoint Distribution System*) est un système de télécommunication sans fil point-multipoint dédié aux services multimédia, offrant une importante bande passante [12, 16]. L'exploitation des hautes fréquences de travail allouées par l'ETSI (40,5-43,5GHz) permettent à cette technologie de garantir du très haut débit (jusqu'à 155Mbits/s partagés) avec un nombre de nœuds important ainsi que de très larges bandes passantes autorisant de nombreuses applications : Internet, téléphonie, télévision numérique, ... La couverture s'étend sur des distances pouvant atteindre 8 kilomètres mais rapidement limitée par les perturbations atmosphériques (pluie, brouillard, ...) [12, 16, 17].



**Figure I.5** Boucle Local Radio (BLR) [12]

### I.2.3.2 HiperMAN

HiperMAN (pour High performance radio Metropolitan Area Network) est l'évolution de la norme HiperLAN introduite par l'ETSI. Il permet d'avoir des liaisons à très haut débit du type point à multipoints avec une portée de 5 km [12, 18].

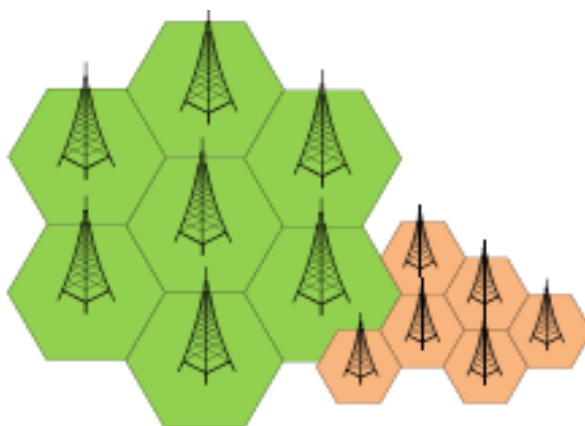
### I.2.3.3 WiMAX

Comme l'est le WiFi pour la norme 802.11, Le WiMAX (pour *World wide Interoperability for Microwave Access*) [12, 19] est le nom commercial relatif à la norme IEEE 802.16. Le standard 802.16a validé fin 2002 permet d'émettre et de recevoir des données dans les bandes de fréquences radio de 2 à 11 GHz avec un débit maximum de 70 Mbits/s sur une portée de 50 km. En pratique, cela permet d'atteindre 12Mbits/s sur une portée de 20 km.

Dans la suite de ce manuscrit, nous présenterons, d'une manière globale, les différentes normes WiMAX. Ensuite, seront présentés, d'une manière plus détaillée, les spécifications de la norme WiMAX IEEE Std 802.16-2004 [12] ainsi que les paramètres importants régissant son fonctionnement.

### I.2.4 Les réseaux étendus sans fil (WWAN)

Nous avons vu précédemment que les réseaux WLAN permettent à l'utilisateur d'accéder aux services offerts dans une zone limitée. Les réseaux WWAN (pour Wireless Wide Area Network) [12, 20], quant à eux, couvre une zone s'étendant sur une échelle nationale, voir mondiale, pour offrir cet accès. Grâce à cela, l'abonné peut avoir accès à une multitude de services (aller sur internet, consulter ses courriels, . . .) presque partout où il se trouve. Ces réseaux sont plus connus comme étant les réseaux cellulaires mobiles. L'espace est donc découpé en zone de couverture, appelée cellule (figure 1.6), dont la forme et la taille sont variables.



**Figure I.6** Exemple de découpage en cellules



Nous allons présenter dans la suivante l'évolution des systèmes WLAN de la téléphonie mobile

#### **I.2.4.1 Première génération (1G)**

La première génération de téléphonie mobile (1G) possède un fonctionnement analogique. Il s'agissait principalement des standards suivants [21] :

– **AMPS** (Advanced Mobile Phone System), apparu en 1976 aux Etats-Unis, constitue le premier standard de réseau cellulaire. Utilisé principalement Outre-Atlantique, en Russie et en Asie, ce réseau analogique de première génération possédait de faibles mécanismes de sécurité rendant possible le piratage de lignes téléphoniques.

– **TACS** (Total Access Communication System) est la version européenne du modèle AMPS. Utilisant la bande de fréquence des 900 MHz, ce système fut également largement utilisé en Angleterre, puis en Asie (Hong-Kong et Japon).

– **ETACS** (Extended Total Access Communication System) est une version améliorée du standard TACS qui fut développé au Royaume-Uni avec un nombre plus important de canaux de communication.

La couverture de ces systèmes est à peu près globale à l'échelle d'un pays, mais la capacité en terme d'abonnés et de trafic est faible en raison du multiplexage de type fréquentiel (FDMA) utilisé.

Les réseaux cellulaires de première génération ont été rendus obsolètes avec l'apparition d'une seconde génération entièrement numérique.

#### **I.2.4.2 Le GSM (2G)**

La seconde génération de réseaux mobiles entièrement numérique a marqué une rupture avec la première génération analogique. Le principal standard de téléphonie mobile 2G est le GSM. Baptisé "Groupe Spécial Mobile" à l'origine de sa normalisation en 1982, il est devenu une norme internationale nommée "Global System for Mobile communications" en 1991.

Le système GSM fonctionne de par le monde dans différentes bandes (Tab. I.1) [21, 22]. En Europe, le standard GSM utilise les bandes de fréquence de 900 MHz pour le GSM900 et 1800 MHz pour le DCS (Digital Communication System). Aux Etats-Unis, la bande de fréquence utilisée est la bande 1900 MHz : le standard est appelé PCS (Personal Communication System).

Ainsi, on qualifie de tri-bande, les téléphones portables pouvant fonctionner en Europe et aux Etats-Unis et de bi-bande ceux fonctionnant uniquement en Europe. La norme GSM autorise un débit maximal de 9,6 kbits/s, ce qui permet de transmettre la voix ainsi que des données numériques de faible volume, par exemple des messages textes (**SMS**, pour Short Message Service) ou des messages multimédias (**MMS**, pour Multimédia Message Service).

Les techniques de multiplexage associées au GSM sont [21] :

- le **FDMA** (Frequency Division Multiple Access) qui repose sur un multiplexage en fréquences. La bande de fréquence est divisée en plusieurs sous-bandes. Chacune est placée sur une fréquence dite *porteuse*, qui est la fréquence spécifique du canal. Chaque porteuse ne peut transporter le signal que d'un seul utilisateur.
- Le **TDMA** (Time Division Multiple Access), utilise une technique de découpage temporel des canaux de communication disponibles, afin d'augmenter le volume de données transmises simultanément. La technologie TDMA est principalement utilisée sur le continent américain, en Nouvelle Zélande et en Asie.

Le réseau GSM constitue au début du 21ème, le standard de téléphonie mobile le plus utilisé en Europe.

Génération	2G	2.5G	2.75G
Fréquences (MHz) Tx: Transmission Rx: Réception	GSM 450 450.4-457.6 (Tx) 460.4-467.6 (Rx)	GSM 900 880-915 (Tx) 925-960 (Rx)	GSM 1900 (PCS) 1850-1910 (Tx) 1930-1990 (Tx)
	GSM 480 478.8-486 (Tx) 488.8-496 (Rx)	GSM 1800 (DCS) 1710-1785 (Tx) 1805-1880 (Rx)	
Mode de duplexage	FDD		
Méthode d'accès	TDMA/FDMA		
Largeur d'un canal	200 KHz		
Type de modulation	GMSK	GMSK	GMSK, 8PSK
Type de commutation	Circuit	Paquet	Paquet
maximum maximum théorique	14.4 kbit/s	171.2 kbit/s	384 kbit/s
Débit généralement constaté		35 à 40 kbit/s	110 à 130 Kbit/s

**Tableau. I.1:** Caractéristiques de la norme GSM et ses évolutions [21]

### **I.2.4.3 Le GPRS (2,5G)**

#### **a) Introduction au standard GPRS**

Le standard GPRS (General Packet Radio Service) est une évolution de la norme GSM, ce qui lui vaut parfois l'appellation GSM ++ (ou GSM 2+). Etant donné qu'il s'agit d'une norme de téléphonie de seconde génération permettant une transition vers la troisième génération (3G), on parle généralement de 2,5G.

Le GPRS permet d'étendre l'architecture du standard GSM, afin d'autoriser le transfert de données par paquets, et des débits théoriques maximums de l'ordre 171,2 kbit/s (en pratique jusqu'à 114 kbit/s). Grâce au mode de transfert par paquets, les transmissions de données n'utilisent le réseau que lorsque cela est nécessaire. Le standard GPRS permet donc aux opérateurs de facturer l'utilisateur en volume échangé plutôt qu'à la durée de connexion, ce qui signifie notamment qu'il peut rester connecté sans sur coût [21].

Ainsi, le standard GPRS utilise l'architecture du réseau GSM pour le transport de la voix, et propose d'accéder à des réseaux de données (notamment internet) utilisant le protocole IP ou le protocole X.25.

Le GPRS permet de nouveaux usages que ne permettait pas la norme GSM, répertoriés par les services suivants:

- Services point à point (PTP), c'est-à-dire la capacité à se connecter en mode client-serveur à une machine d'un réseau IP.
- Services point à multipoint (PTMP), c'est-à-dire la possibilité d'envoyer la même donnée simultanément à un groupe de destinataires.
- Services de messages courts (SMS).

#### **b) Architecture du réseau GPRS**

L'intégration du GPRS dans une architecture GSM nécessite l'adjonction de nouveaux nœuds réseaux" appelés GSN (GPRS Support Nodes) situés sur un réseau fédérateur (backbone) [21]:

- Le SGSN (Serving GPRS Support Node) soit en français Nœud de Support GPRS de Service, routeur permettant de gérer les coordonnées des terminaux de la zone et de réaliser l'interface de transit des paquets avec la passerelle GGSN.

- Le GGSN (Gateway GPRS Support Node) en français Nœud de support GPRS passerelle, passerelle s'interfaçant avec les autres réseaux de données (internet). Le GGSN est notamment chargé de fournir une adresse IP aux terminaux mobiles pendant toute la durée de la connexion.

### c) Qualité de service

Le GPRS intègre la notion de Qualité de Service (noté QoS pour Quality of Service), c'est-à dire la capacité à adapter le service aux besoins d'une application. Les critères de qualité de service sont les suivants:

- Priorité
- fiabilité (GPRS définit 3 classes de fiabilité)
- délai
- débit

Le standard GPRS définit 4 schémas de codage de canal, nommés CS-1, CS-2, CS-3, CS-4. Chaque schéma permet de déterminer le niveau de protection des paquets contre les interférences, afin d'être en mesure de dégrader le signal selon la distance des terminaux mobiles avec les stations de base. Plus la protection est grande, plus le débit est faible (Tab. I.2) [21].

Schéma de codage	Débit	Protection
CS-1	9.05 kbit/s	Normale
CS-2	13.4 kbit/s	Légèrement inférieur
CS-3	15.6 kbit/s	Réduite
CS-4	21.4 kbit/s	Aucune correction d'erreur

**Tableau. I.2** Codage du standard GPRS [21]

#### I.2.4.4 L'EDGE (2,75G)

Le standard EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution) est une évolution de la norme GSM par modification du type de modulation. Tout comme la norme GPRS, le standard EDGE est utilisé comme transition vers la troisième génération de téléphonie mobile (3G). On parle ainsi de 2,75G pour désigner le standard EDGE. La norme EDGE quadruple les améliorations du débit de la norme GPRS en annonçant un débit théorique de 384 kbit/s, ouvrant ainsi la porte aux applications multimédias. En réalité, la norme EDGE permet d'atteindre des débits maximum théoriques de 473 kbit/s, mais elle a été limitée afin de se

conformer aux spécifications IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000) de l'ITU (International Telecommunications Union) [21].

EDGE utilise une modulation (8-PSK) ce qui implique une modification des stations de base et des terminaux mobiles.

#### **I.2.4.5 Troisième génération (3G)**

Les spécifications IMT-2000 (International Mobile Télécommunications for the year 2000) de l'union internationale des communications (UIT), définissent les caractéristiques de la 3G. Ces caractéristiques sont notamment les suivantes [21] :

- un haut débit de transmission
- une compatibilité mondiale
- une compatibilité des services mobiles de 3ème génération avec les réseaux de seconde génération,

La 3G propose d'atteindre des débits supérieurs à 144 Kbits/s, ouvrant ainsi la porte à des usages multimédias tels que la transmission de vidéo, la visio-conférence ou l'accès à internet haut débit.

Les réseaux 3G utilisent des bandes de fréquences différentes des réseaux précédents : 1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz.

La principale norme 3G employée en Europe est l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), utilisant un codage W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access). La technologie UMTS utilise une bande de fréquence de 5 MHz pour le transfert de la voix et de données avec des débits pouvant aller de 384 kbits/s à 2 Mbits/s. D'autre part, il existe également la technologie HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access) qui est un protocole de téléphonie mobile de troisième génération baptisé "3,5G" permettant d'atteindre des débits de l'ordre de 8 à 10 Mbits/s et qui utilise le codage W-CDMA (Tab. I.3) [21, 22].

Pour les opérateurs, le passage au HSDPA n'est pas gratuit. Il nécessite, notamment, de changer les modulateurs. L'UMTS utilise la modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). En HSDPA, vient s'ajouter la 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation), deux fois plus rapide.

L'opérateur devra également effectuer les mises à jour logicielles des stations de base (Node B ou RBS : Radio Base Station) et des contrôleurs (RNC ou Radio Network Controller), qui concentrent les trafics de plusieurs stations de base. Il s'agit d'une opération comparable à celle du passage du GPRS à EDGE [21].

Le tableau I.3 représente les caractéristiques des composantes de la norme UMTS.

Technologie	W-CDMA	HSDPA	TD-CDMA	TD-SCDMA
Génération	3G	3.5G	3G	3G
Fréquences (MHz) Tx: Transmission Rx: Réception	IMT-2000: 1920-1980 (Tx) 2110-2170 (Rx)  Bande 1900: 1850-1910 (Tx) 1930-1990 (Rx)	Bande 1800 1710-1785 (Tx) 1805-1880 (Rx)	IMT-2000: 1900-1920 2010-2025  2300-2400	1785-1805 1880-1900
Méthode de duplexage	FDD		TDD	
Méthode d'accès	CDMA			
Largeur d'un canal	5 MHz		5 MHz	1.6 MHz
Type de modulation	QPSK	QPSK, 16QAM	QPSK	
Type de commutation	Circuit et paquet	paquet	Paquet	Circuit et paquet
Débit maximum théorique	384 kbits/s à 2 Mbits/s	14.4 Mbits/s	12 Mbits/s	128 kbits/s à 2 Mbits/s
Débit constaté	384 kbits/s	2 Mbits/s	128 kbits/s à 2 Mbits/s	

**Tableau. I.3:** Caractéristiques des composantes de la norme UMTS [21]

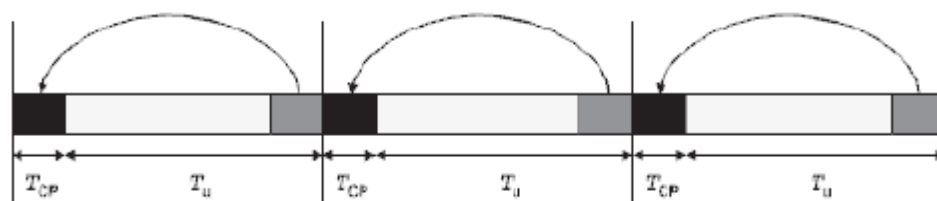
#### I.2.4.6 LTE (Long Term Evolution 4G):

Le LTE est une des technologies de la quatrième génération des communications mobiles développé sur différentes bandes de fréquences [9, 23]. Le LTE est concrètement la future évolution des systèmes de télécommunications mobiles et améliore la capacité et la rapidité des réseaux de téléphonie mobile par l'utilisation de différentes technologies comme la technique MIMO [9, 24]. Le LTE fournit des avantages comme le multiplexage temporel, la diversité à l'émission, le beamforming pour supporter les futurs services de données large bande à travers les réseaux sans fil.

## L'interface Air en LTE

### a) Schéma de transmission

Le LTE autorise un certain nombre de nouvelles technologies, permettant l'emploi efficace du spectre et fournissant des débits beaucoup plus élevés. Ainsi, il intègre la technologie OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et les régimes d'accès associés, OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), SC-FDMA (Single Carrier - Frequency Division Multiple Access) et MIMO (Multiple Input Multiple Output). La technologie OFDM est la principale technologie utilisée dans la voie descendante (Station de base – Equipement mobile) et permet la transmission de données sur un nombre relativement important de sous porteuses à bandes étroites. La transmission OFDM est inhérente et robuste à la dispersion temporelle dans le canal radio en raison de l'utilisation des sous bandes étroites et la création d'une période de garde au début de chaque symbole OFDM par l'ajout d'un préfixe cyclique pour éliminer les impact des interférences inter-symboles causées par la propagation multi-trajets. La figure 1.7 montre des symboles OFDM avec les préfixes cycliques. Le symbole OFDM est constitué de deux partie principales: le préfixe cyclique (CP) et une période FFT (Données utiles). La durée du CP est déterminée par le plus haut degré de délais de retard. Lorsque les signaux transmis arrivent au niveau du récepteur par deux chemins de différentes longueurs, ils sont décalés dans le temps. Pour éviter complètement les interférences inter-symboles, la longueur du CP doit être choisie pour être plus longue que la plus longue réponse impulsionnelle du canal à être supportée [9, 25]. Le CP convertit la convolution linéaire du canal (qui est aperiodique) en une circulaire (c'est-à-dire périodique) qui est appropriée pour le traitement DFT (Discrete Fourier Transform).



**Figure I.7** Symboles OFDM avec les préfixes cycliques (CP)

Pour la voie montante, la situation est un peu différente du fait que la puissance de transmission disponible est plus faible que celle disponible pour la voie descendante. L'un des facteurs les plus importants dans la voie montante est de tenir compte d'une puissance de transmission suffisante. Ceci améliorera la couverture et va réduire le cout et la

consommation d'énergie des émetteurs. Ainsi, pour améliorer le rendement de la puissance de transmission au niveau de l'équipement utilisateur, la méthode SC-FDMA est utilisée sur la voie montante. Cette technique a des performances similaires et essentiellement la même structure globale que celle d'un système OFDMA mais utilise en revanche une technique de multiplexage fréquentiel à une seule porteuse. Son principal avantage sur cette dernière réside en ce que le signal SC-FDMA a un PAPR (Peak to Average Power Ratio) plus faible [9].

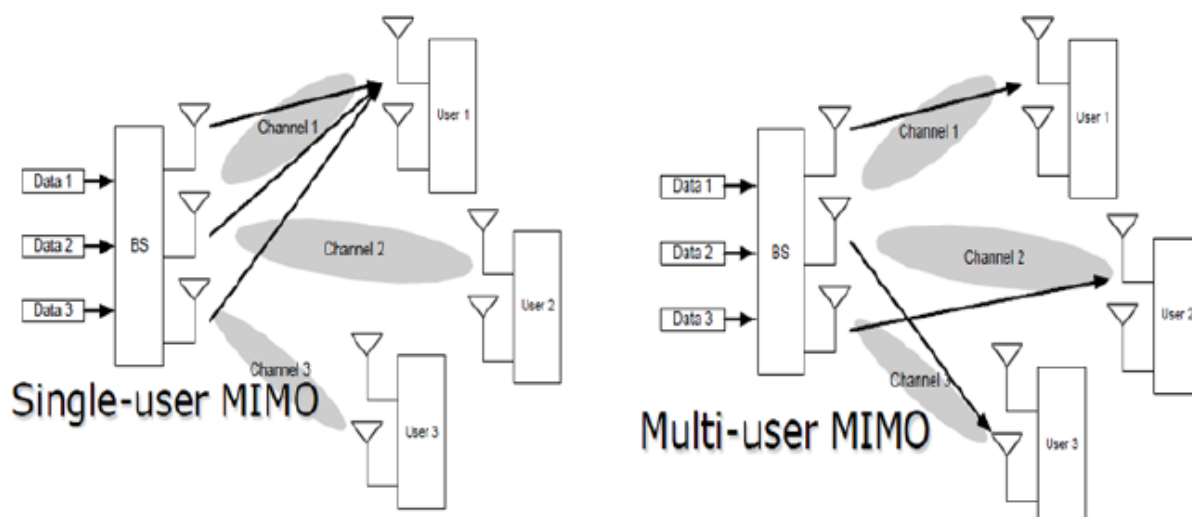
### **b) Solutions multi-antennaires**

Le MIMO est la technologie majeure utilisée pour améliorer les performances du système LTE. Il permet l'amélioration de l'efficacité spectrale et le taux de données à la sortie du canal de transmission. La technique de transmission multi-antennaire est en fait partie intégrante des spécifications LTE. Le fait que tous les terminaux supportent au moins deux antennes est important car il permet aux réseaux d'être planifiés en considérant au moins la présence de la diversité de réception en down Link. Contrairement à l'OFDMA, le MIMO augmente le débit de données sans changer la bande passante. Le LTE adopte plusieurs techniques MIMO telles que le multiplexage spatial composé des techniques SU-MIMO (Single User – MIMO) et MU-MIMO (Multiple User – MIMO), la diversité d'émission et le beamforming. Les schémas employés varient légèrement entre la liaison montante et la liaison descendante [9].

Pour la liaison descendante, une configuration de deux antennes d'émission et deux antennes de réception (au niveau du terminal) est utilisée comme la configuration de base, bien que des configurations avec quatre antennes soient aussi considérées.

Pour la liaison montante, la technique MU-MIMO est utilisée. Ainsi, bien que la station de base nécessite plusieurs antennes, les terminaux mobiles peuvent avoir une seule antenne d'émission : ceci réduit considérablement le coût des terminaux. En pratique, plusieurs mobiles peuvent émettre simultanément sur le même canal sans créer d'interférences entre eux. La figure 1.8 illustre les techniques SU-MIMO et MU-MIMO [9].





**Figure I.8** Technique SU-MIMO et MU-MIMO [9]

La diversité d'émission en LTE est basée sur la méthode SFBC (Space Frequency Block Coding), complétée avec la méthode FSTD (Frequency Shift Transmit Diversity) dans le cas de quatre antennes d'émission. La diversité d'émission est principalement destinée pour les canaux communs descendant pour fournir une diversité supplémentaire pour les transmissions pour lesquels le CDS (Channel Dependent Scheduling) n'est pas possible [9].

### I.3 Tableau récapitulatif

Standard	Génération	Bande de fréquence	Débit
GSM	2G	Permet le transfert de voix ou de données numériques de faible volume.	9.6 kbits/s
GPRS	2.5G	Permet le transfert de voix ou de données numériques de volume modéré.	21.4-171.2 kbits/s
EDGE	2.75G	permet le transfert simultané de voix et de données numériques.	43.2-345.6 kbits/s
UMTS	3G	permet le transfert simultané de voix et de données numériques à haut débit.	0.144-2 Mbit/s
LTE	4G	permet le transfert simultané de voix et de données numériques à débit très élevés.	75-300 Mbit/s

**Tableau. I.4** Evolution des systèmes de téléphonie mobile [21]

#### **I.4 Propriétés d'un Canal radio mobile**

Sur la terre, les reliefs, les arbres, les bâtiments constituent l'obstacle plus ou moins conducteurs qui réfléchit, réfractant, ou diffractant les ondes électromagnétiques. Leur influence dépend de la longueur d'onde ou de la bande allouée à la liaison. Le canal dans les systèmes MIMO est souvent multi trajet [26] compte tenu des propriétés de réfraction, de diffraction, de réflexion et d'absorption du signal électromagnétique sur les objets environnants. Le phénomène de diffraction est provoqué par les irrégularités du sol, les reliefs, les bâtiments en milieu urbain. La réfraction provient du fait que la variation de l'indice atmosphérique entraîne une propagation courbée de l'onde émise. La réflexion se produit lorsqu'une onde radio se propage dans un milieu diélectrique, et rencontre une interface avec un autre milieu, Des réflexions vont être produites par le sol et les parois des obstacles. Phénomène d'absorption qui exprimé par la puissance diminué avec la distance non seulement en raison de la perte quadratique (équation FRIIS) mais aussi en raison des propriétés des caractéristiques des matériaux traversés qui absorbent une partie de l'énergie de l'onde électromagnétique.

A cause de ces phénomènes, plusieurs versions du signal émis sont alors reçues, Celles-ci sont plus ou moins retardées selon les longueurs des trajets effectués. Dès lors, elles sont plus ou moins atténuées selon la distance parcourue et selon les phénomènes de base rencontrés. C'est pour cette raison les systèmes MIMO sont affectés par les interférences. Celles-ci atténue la puissance reçue ou provoque une variation de celui-ci suivant la position et l'instant.

Les techniques de modulations multi porteuses peuvent remédier ce problème en éliminant les IES (Interférence Entre Symbole) et en simplifiant l'égalisation. L'information est, alors, répartie sur un grand nombre de sous-porteuses. Ainsi, dans un canal de transmission avec des chemins multiples où certaines fréquences seront éliminées à cause de la combinaison destructive des signaux parcourant des chemins différents, le système sera tout de même capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui n'auront pas été affectées [27]. Dans cette thèse, nous nous intéressons, plus particulièrement, à l'association du codage espace temps avec une technique multi porteuse très performante, appelée OFDM.

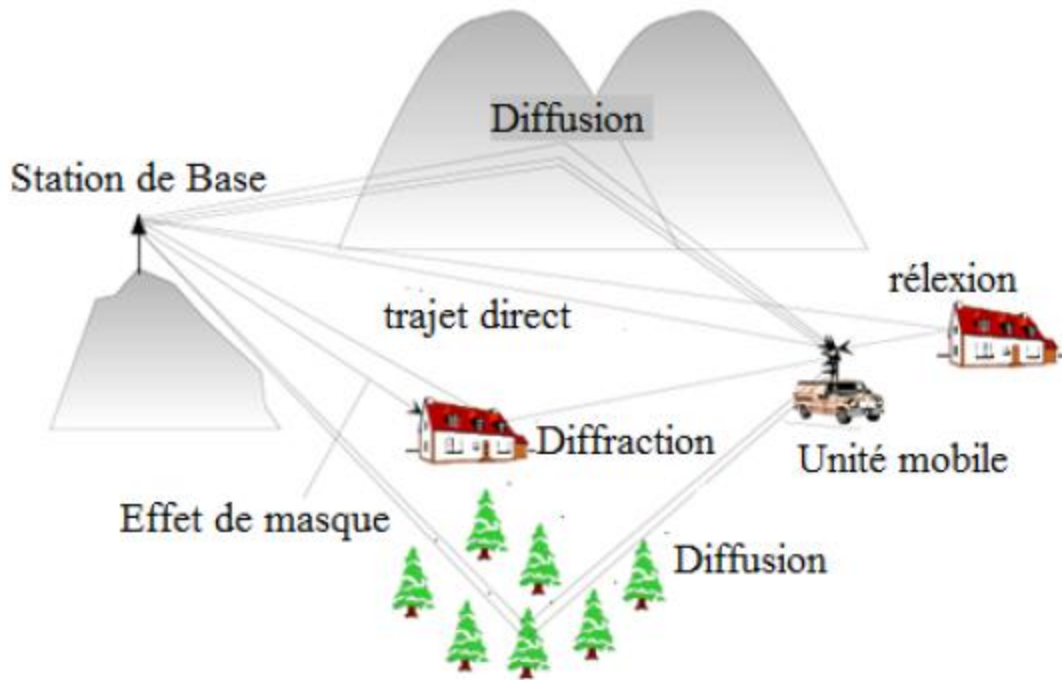


Figure I.9 Les mécanismes de propagations [9]

#### I.4.1 Propagation en espace libre

La propagation en espace libre se produit lorsque l'émetteur a une vue directe et dégagée de tout obstacle du récepteur. Ce type de propagation est qualifié, également, par propagation en vue directe ou LOS (Line Of Sight) [12].

Un système de communication respectant ces spécifications peut être schématisé comme le montre la figure I.10.

A la réception, la puissance du signal subit une atténuation  $A$  inversement proportionnelle au carré de la fréquence de travail ainsi qu'à la distance séparant l'émetteur et le récepteur.

D'après l'équation de transmission de FRIIS, la puissance reçue s'écrit de la manière suivante :

$$P_r = \frac{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4\pi d)^2} \text{ (Watt)} \quad (\text{I. 1})$$

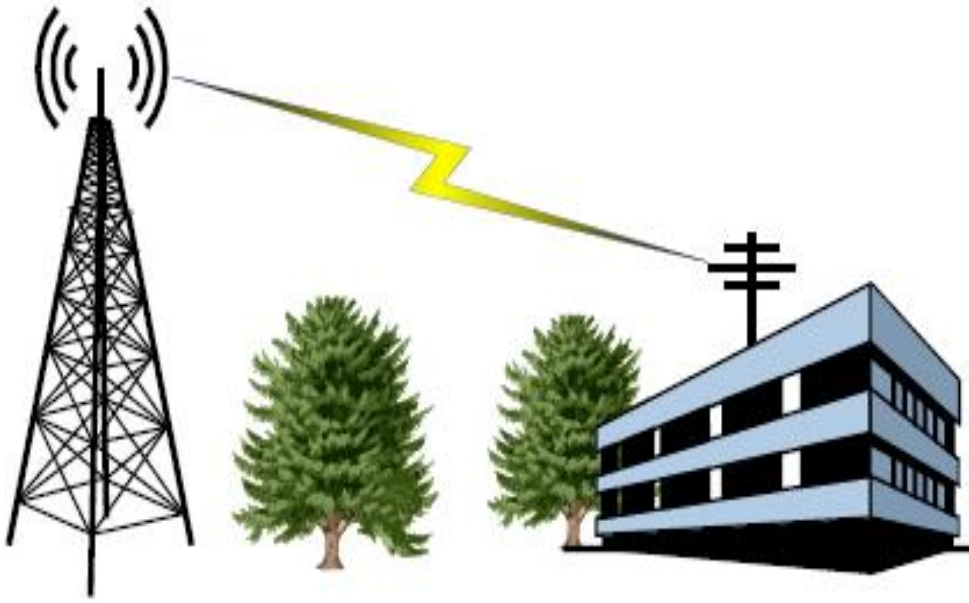


Figure I.10 Propagation en espace libre

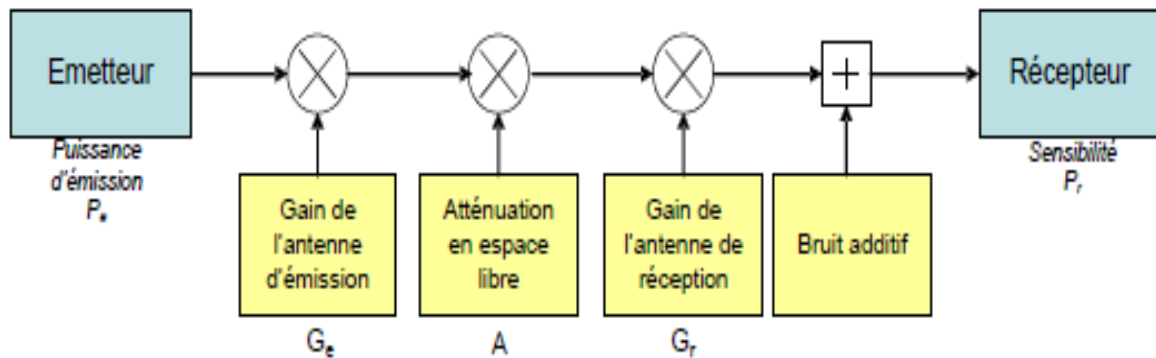


Figure I.11 Système de communication avec un canal à bruit additif

Où  $G_e$  et  $G_r$  sont respectivement les gains des antennes à l'émission et à la réception exprimés en dBi,  $d$  est la distance entre les deux antennes exprimée en mètre, et  $\lambda$  est la longueur d'onde en mètre. L'atténuation donnée par le rapport entre la puissance  $P_e$  du signal émis et la puissance  $P_r$  du signal reçu s'écrit :

$$A = \frac{1}{G_e \cdot G_r} \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \text{ (dB)} \quad (\text{I.2})$$

$\lambda$  est reliée à la fréquence de travail  $f_p$  par la relation suivante :  $\lambda = \frac{c}{f_p}$  avec  $c$  célérité de la lumière ( $3 \cdot 10^8 \text{ m/sec}$ ).

En considérant les gains des antennes d'émission et de réception fixés à 0dB, des courbes d'atténuation en espace libre sont illustrées en fonction de différentes fréquences.

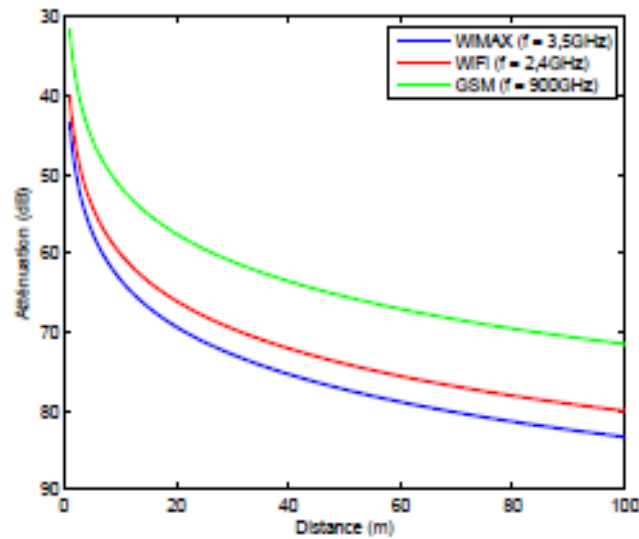


Figure I.12 Atténuation en espace libre [12]

#### I.4.2 Modélisation d'un canal réel

La compréhension du canal sans fil est une partie primordiale qui va nous permettre à apprendre l'opération complète de propagation. Que ce soit dans le réseau cellulaire de la téléphonie mobile, les liaisons faisceau hertzien, ou dans les systèmes du satellite [28].

Le modèle d'une chaîne de communication décrite par Claude Shannon au laboratoire Bell en 1948 [29] est illustré dans la figure I.13.

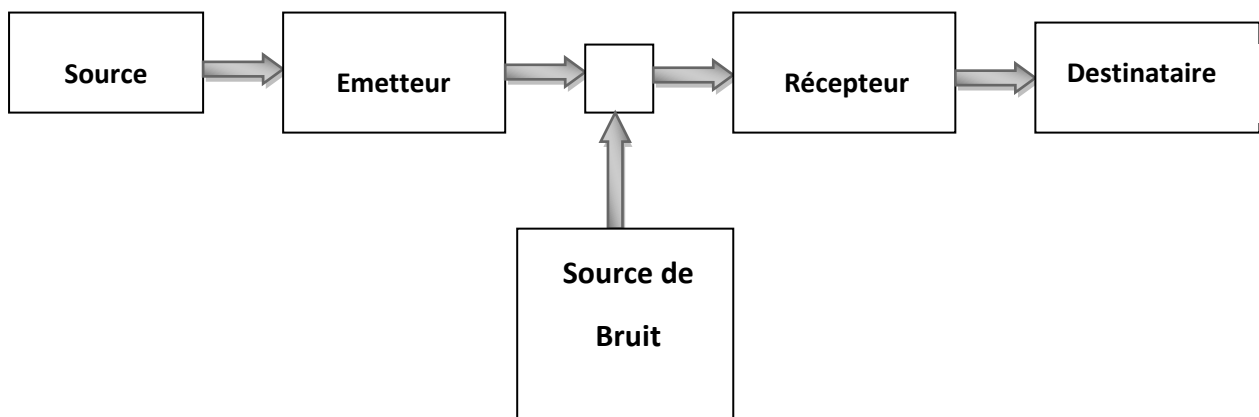
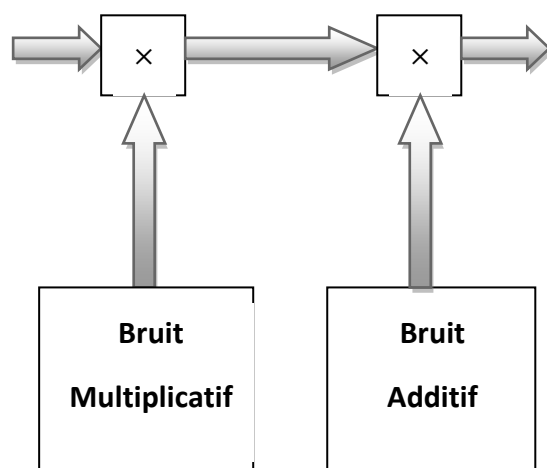


Figure I.13 Chaîne d'un système de communication mobile

Une source d'information (parole, vidéo, etc.) va générer un signal qui sera envoyé à une certaine destination (à une personne, à un moniteur de vidéo).

Les données sont converties à un signal adapté pour pouvoir le transmettre par le transmetteur et après le propager à travers le canal. Le canal lui-même modifie le signal de façon que celui-ci devienne plus ou moins imprévisible au récepteur. Donc le récepteur (destinataire) doit être conçu pour surmonter ces modifications et par conséquent pour livrer les informations à sa destination finale avec peu d'erreurs ou moins de distorsion.

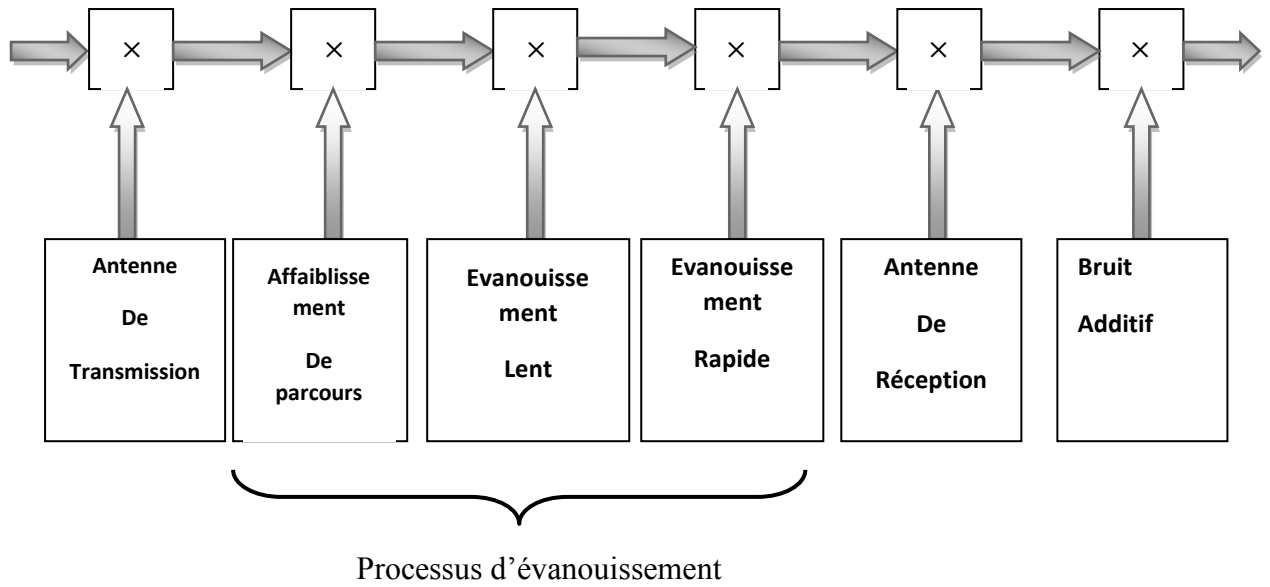
Cette représentation s'applique à tous les types de système de communication, que ce soit sans fil ou autrement. Dans le canal sans fil spécifiquement, les sources de bruit sont classées en deux catégories : bruits additif et multiplicatif. Comme il est montré dans la figure I.14. Le bruit additif est produit par le récepteur lui-même comme le bruit thermique qui provient par les composants actifs et passifs et aussi par les sources extérieures comme l'effet de l'atmosphère, l'interférence par d'autres émetteurs radio et appareils électriques [28].



**Figure I.14** Deux types de bruit pour un canal de communication sans fil

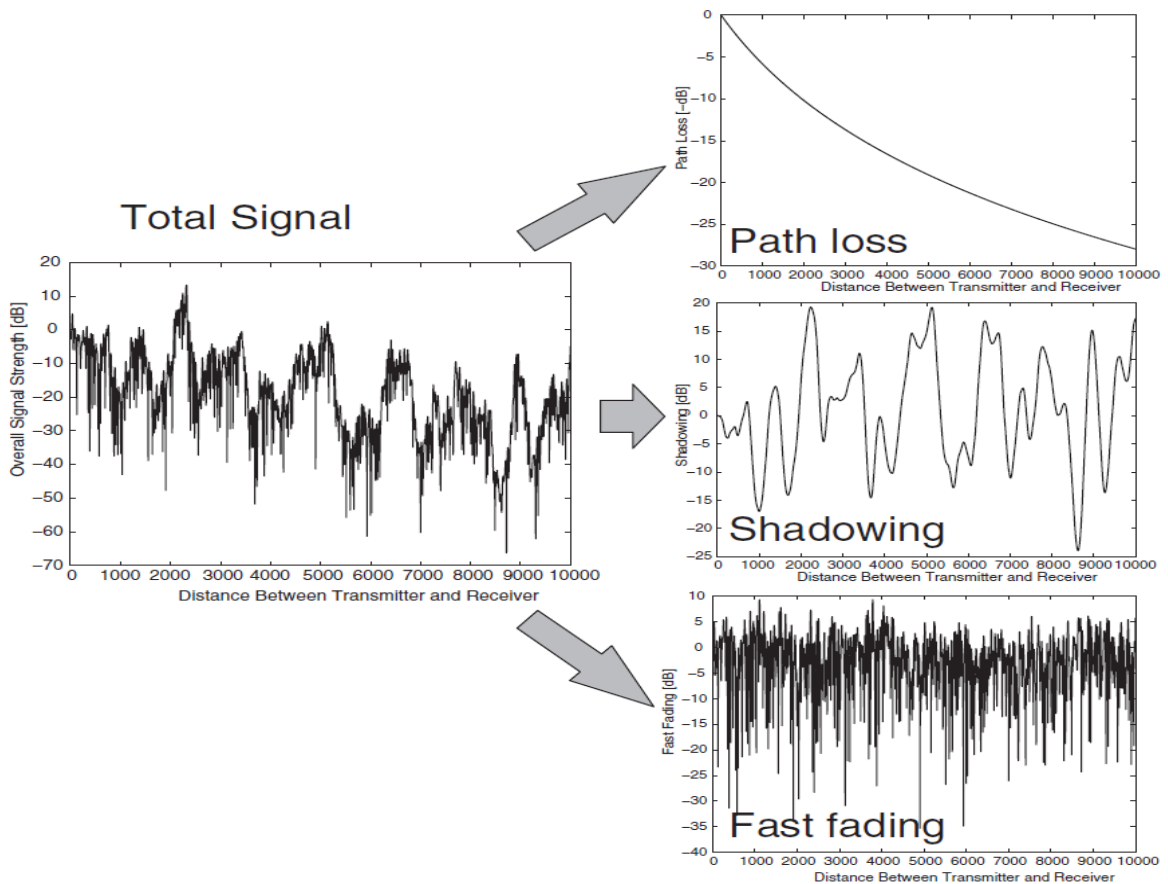
Le bruit multiplicatif est produit par les différents processus rencontrés par l'onde lors de sa propagation dans l'espace de l'antenne d'émission vers l'antenne de réception.

Ce type de bruit est classifié en trois types d'évanouissement (fading) : affaiblissement de parcours (pathloss), shadowing (ou slow fading), et fast fading (ou multi path fading) qui apparaît comme processus variable dans le temps entre les antennes. Comme il est montré dans la figure I.15. Toutes ces conséquences dépendent des types des obstacles rencontrés par l'onde et le mouvement de récepteur [28].



**Figure I.15** Système de communication avec un canal réel

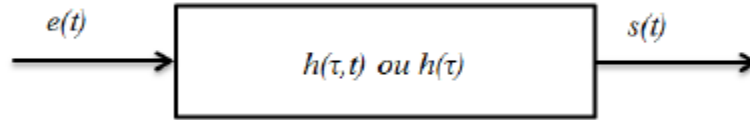
Un exemple de simulation illustre ces trois effets d'évanouissement dans la figure I.16.



**Figure I.16** Les trois échelles de la variation du signal du mobile [28]

### I.4.2.1 Canal à multi trajet

Un canal multi trajets peut être modélisé par un filtre linéaire de réponse impulsionnelle  $h(\tau, t)$  (figure I.17) [9, 30]. Dans le cas où le canal est invariant dans le temps, la réponse impulsionnelle ne dépend pas du temps  $t$  et elle est caractérisée uniquement par  $h(\tau)$  [9, 31].



**Figure I.17** Modélisation d'un canal multi trajet par un filtre linéaire

La fonction de transfert du canal, avec des antennes isotropes et un canal variant dans le temps comportant  $K$  trajets, est définie par :

$$h(\tau, t) = \sum_{k=1}^K a_k(t) \delta(t - \tau_k(t)) \exp(j\psi_k(\tau, t)) \quad (\text{I. 3})$$

$a_k$  est l'amplitude déterminée par l'interaction entre les composantes du signal entre elles et le milieu de propagation,  $\tau_k$  représente le retard temporel,  $\psi_k$  le déphasage. Dans le cas d'un filtre passe-bande, le signal émis  $e(t)$  est exprimé sous la forme [9, 31] :

$$e(t) = \text{Re}\{e(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (\text{I. 4})$$

Avec  $e(t)$  l'enveloppe complexe du signal émis et  $f_c$  la fréquence porteuse. Le signal reçu s'exprime sous la forme :

$$s(t) = \text{Re}\{s(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} + n(t) \quad (\text{I. 5})$$

Où  $s(t) = h(\tau, t) * e(t)$  est le résultat de l'interaction canal-signal et  $n(t)$  est un bruit additif gaussien.

En prenant en compte le diagramme de l'antenne de réception, les caractéristiques spatiales du canal, notamment les angles d'arrivée devraient être ajoutés [9, 32].

La réponse impulsionnelle de l'équation (1.3) devient :

$$h(\tau, t, \varphi) = \sum_{k=1}^K a_k(t) \delta(t - \tau_k(t)) \delta(\varphi - \varphi_k(t)) \exp(j\psi_k t) \quad (\text{I. 6})$$



Et les réponses impulsionnelles avec ou sans les caractéristiques spatiales sont reliées par [9, 32]:

$$h(\tau, t) = \int_0^{2\pi} h(\tau, t, \varphi)g(\varphi)d\varphi \quad (I.7)$$

Où  $g(\varphi)$  est le gain de l'antenne dans le plan azimutal.

Comme mentionné précédemment le signal reçu du côté du récepteur est la combinaison de différentes composantes du signal issues des effets du multi trajets. Cette combinaison peut être constructive ou destructive. Lorsqu'elle est destructive, le signal résultant présente des évanouissements profonds. En ajoutant à cela, la présence d'obstacle et la mobilité des utilisateurs les pertes de puissances sont difficilement quantifiables. Ces types d'évanouissement sont connus sous le nom «d'évanouissement de Rayleigh ». Pour caractériser l'amplitude de la réponse impulsionnelle du canal pour un retard donné, des représentations statistiques sont généralement utilisées.

#### I.4.2.1.1. Distribution Log-normal

Durant le mouvement du mobile, les obstacles comme les arbres, les immeubles, les véhicules se déplaçant bloquent partiellement et réfléchissent le signal, ce qui entraîne une perte de puissance. Des mesures empiriques ont révélé que l'effet de masque, qui provoque une diminution de puissance dans une large gamme de fréquence dans le domaine fréquentiel, peut être modélé par une distribution log-normal pour divers environnements extérieurs et intérieurs [9, 33], telle que :

$$p(r) = \frac{10}{\ln 10 \sqrt{2\pi} \sigma r} \exp\left(-\frac{(10 \log_{10} (r - \mu))^2}{2\sigma^2}\right) \quad r > 0 \quad (I.8)$$

Où  $\mu$ (dB) et  $\sigma$ (dB) sont respectivement la moyenne et l'écart-type de  $10 \log_{10} r$

$$r = e^{kx} \quad \text{ou} \quad k = \frac{\ln 10}{10}$$

#### I.4.2.1.2. Distribution de Rayleigh

La distribution de Rayleigh survient dans le cas des canaux multi trajets sans trajet direct. L'enveloppe du signal reçu suit une loi dite de Rayleigh définie par [9, 31-32]:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad x > 0 \quad (\text{I.9})$$

Où  $x$  est l'enveloppe du signal complexe reçu et  $\sigma$  est l'écart type de la partie réelle ou imaginaire du signal reçu.

➤ La moyenne de  $x$  est donnée par :

$$E[x] = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (\text{I.10})$$

➤ La valeur moyenne quadratique par :

$$E[x^2] = 2\sigma^2 \quad (\text{I.11})$$

➤ Et la variance par :

$$E[x^2] - (E[x])^2 = \sigma^2 \left(\frac{4 - \pi}{2}\right) \quad (\text{I.12})$$

#### I.4.2.1.3. Distribution de Rice :

Contrairement à la distribution de Rayleigh, la distribution de Rice est utilisée dans le cas de la modélisation d'un canal multi trajets où il existe un chemin direct et d'autres trajets indirects. La loi de Rice décrit l'enveloppe du signal reçu et est définie par [9, 32]:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + x_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{xx_d}{\sigma^2}\right) \quad x \text{ et } x_d \geq 0 \quad (\text{I.13})$$

$I_0$  et  $x_d$  représentent respectivement la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro et l'amplitude du trajet direct.

Cette loi possède les caractéristiques suivantes :

➤ Sa valeur moyenne :

$$E(x) = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{x^2}{4\sigma^2}\right) \left[ \left(1 + \frac{x^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{x^2}{4\sigma^2}\right) + \frac{x^2}{2\sigma^2} I_1\left(\frac{x^2}{4\sigma^2}\right) \right] \quad (\text{I.14})$$

➤ Sa valeur quadratique moyenne :

$$E[x^2] = 2\sigma^2 + x^2 \quad (\text{I. 15})$$

➤ Sa variance :

$$E[x^2] - (E[x])^2 \quad (\text{I. 16})$$

#### I.4.2.1.4. Distribution de Nakagami

La distribution de Nakagami est une distribution plus générale qui englobe la distribution de Rayleigh comme un cas particulier et qui peut aussi approcher la distribution de Rice. C'est une distribution alternative qui permet de modéliser le canal dans certains cas de figure comme par exemple lorsque le canal est caractérisé par deux trajets ayant des puissances comparables mais plus fortes que les autres [9, 31]. La distribution est donnée par l'expression suivante :

$$p(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m x^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} x^2\right) \quad x \geq 0 \text{ et } m \geq 0.5 \quad (\text{I. 17})$$

$\Gamma(\cdot)$  Est la fonction gamma,  $\Omega = E[x^2]$  est la valeur quadratique moyenne et  $m = \frac{E^2[x^2]}{\text{Var}[x^2]}$  est le paramètre d'évanouissement.

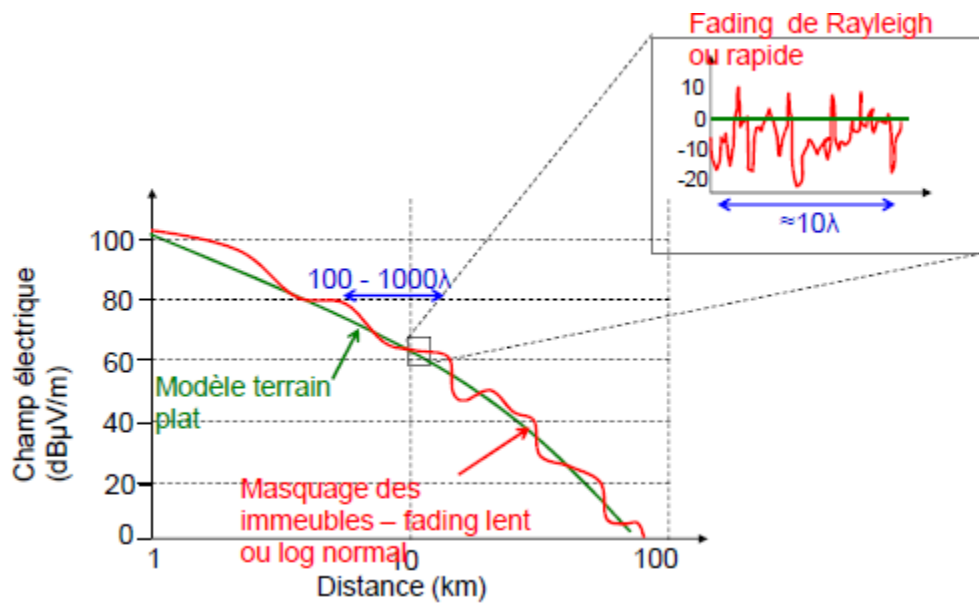
Quand  $m = 1$  et  $\Omega = 2\sigma^2$  la distribution de Nakagami est réduite à la distribution de Rayleigh.

#### I.4.2.2 Description du d'évanouissement lent et rapide :

Dans le cas d'une propagation en non visibilité, l'amplitude du signal reçu subit une grande variabilité dans le temps et dans l'espace. Si on doit caractériser l'atténuation subite par le signal, il est important de ne pas se limiter seulement à l'atténuation moyenne et d'inclure un écart type associé à cette contribution aléatoire. Dans les environnements terrestres, on distingue deux types d'atténuations aléatoires, appelées aussi fading (figure I.18) [34]:

- **Evanouissement lent** ou log-normal fading (évanouissement long): lié aux obstacles de larges dimensions. Il crée une variation aléatoire lente dans l'espace du niveau de puissance de signal reçu, sur une échelle de plusieurs dizaines de longueurs d'onde. L'écart type de la variation est compris entre 5 et 7 dB en milieu urbain.

- **Evanouissement rapide** (évanouissement rapide): lié aux obstacles de petites dimensions, les objets en mouvement et aux phénomènes de multi trajet. Il produit une variation aléatoire rapide à la fois dans le temps et dans l'espace (sur une échelle d'une longueur d'onde). L'écart type de la variation est compris entre 5 et 12 dB en milieu urbain, avec des diminutions maximales pouvant atteindre 20 dB.



**Figure I.18** Evanouissement lent et rapide [34]

Le fading lent suit une loi statistique du type log-normale, donnée par l'équation (I.18). Le fading rapide suit une loi de Rayleigh (équation I.19). Il est possible de cumuler les 2 effets aléatoires en supposant qu'ils sont indépendants et de les modéliser par une loi gaussienne [34].

$$P_{LN}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{LN}^2}} \exp\left(-\frac{10^{(x-\beta)^2}}{2\sigma_{LN}^2}\right) \quad (I.18)$$

$$P_R(x) = \frac{x}{\sigma_R^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_R^2}\right) \quad (I.19)$$

### I.4.2.3 Canal à évanouissement

Dans ce modèle de canal, le signal émis subit une atténuation et un délai. Ce phénomène est relié aux trajets multiples introduits par le canal physique comme les réflexions spéculaires ou diffuses sur des obstacles tels que des montagnes ou des bâtiments, ainsi qu'à la position relative de l'émetteur et du récepteur s'ils sont en mouvement, ce qui cause une variation temporelle du canal [35].

Dans la transmission directe point à point ou point à multipoints, le modèle du canal doit prendre en considération le phénomène de l'évanouissement (Fading), qui affecte la robustesse du signal émis. La classification des canaux à évanouissement peut se baser sur deux paramètres qui sont l'étalement temporel (Delay spread) et l'étalement fréquentiel (Frequency spread), plus connu sous le nom de « l'effet Doppler » [35] :

#### I.4.2.3.1. Étalement temporel

Les composantes du signal reçu arrivent suivant différents chemins directs et indirects, avec différents délais. Une fois combinés, la résultante produit une version distordue du signal émis.

L'étalement temporel est défini comme étant la différence entre le plus grand et le plus petit délai produits par le signal et ses répliques lors de la propagation dans le canal.

Dans ce cas, cet étalement temporel est la cause d'une « dispersion dans le temps » et d'un « évanouissement sélectif en fréquence ».

Soit  $W_x$  la bande passante du signal transmis, si cette bande est suffisamment étroite de telle façon que le signal n'est pas distordu, dans ce cas, il n'y a pas de sélection en fréquence [36].

Plus la bande passante  $W_x$  augmente, plus les distorsions prennent des valeurs plus élevées.

La « bande passante cohérente » est définie comme étant l'inverse de l'étalement temporel, elle est notée  $W_c$ . Elle représente un seuil en fréquence où au-delà de cette limite, deux composantes fréquentielles du signal émis subiront des atténuations différentes [36].

Cela veut dire que si  $W_x \gg W_c$ , le signal est sujet à un évanouissement sélectif en fréquence.

### I.4.2.3.2. Étalement fréquentiel- doppler

Quand l'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif l'un par rapport à l'autre avec une vitesse constante, alors le signal reçu subit un déplacement en fréquence proportionnel à la vitesse de déplacement et à la fréquence de la porteuse.

L'étalement Doppler est défini comme la différence entre le plus grand et le plus petit décalage fréquentiel parmi les différents trajets de propagation [36].

Pour avoir un seuil entre les signaux qui subissent ou non l'effet Doppler, le « temps de cohérence » du canal est défini, noté  $T_c$ .  $T_c$  est l'inverse de l'étalement Doppler.

Soit  $T_x$  la durée de l'impulsion transmise. Si cette durée est petite, alors le canal ne changera pas ses caractéristiques de manière appréciable et, par conséquent, le signal reçu sera ne sera pas distordu [36].

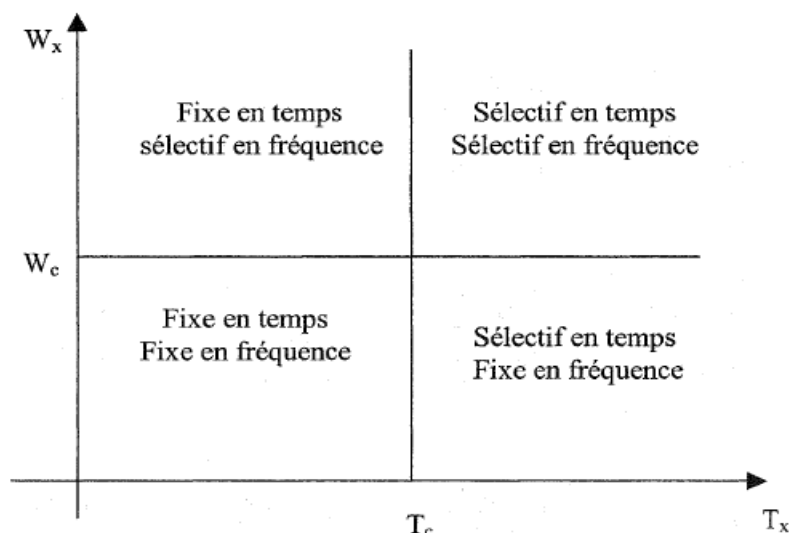
Les distorsions deviennent considérables quand  $T_x$  est supérieur à  $T_c$  où le délai entre deux composantes du signal émis auront des atténuations indépendantes.

#### Classification des canaux à évanouissement

A partir de la section précédente, nous aboutissons à [35] :

- Si  $W_x \ll W_c$ , il n'y a pas d'évanouissement sélectif en fréquence, ni de dispersion temporelle. La fonction de transfert du canal est constante et le canal est dit « fixe » (flat fading) ou « non sélectif en fréquence ».
- Si  $T_x \ll T_c$ , il n'y a pas d'évanouissement sélectif en temps et le canal est dit « fixe » ou « non sélectif en temps ».

Le canal qui est fixe en temps et en fréquence n'introduit pas de l'évanouissement, ni en temps ni en fréquence. Les transmissions par satellites géostationnaires est un bon exemple de ce type de canal.



**Figure I.19** Différentes variantes des canaux

Le canal fixe en temps et sélectif en fréquence est appelé « canal à interférence inter symboles ». Ce modèle de canal est retrouvé dans les liaisons point à point. Le canal fixe en fréquence et sélectif en temps est un bon modèle pour les communications cellulaires mobiles, alors que le canal sélectif en fréquence et en temps est utile en communication avionique.

## I.5 Conclusion

La première partie de ce chapitre était consacré à la présentation des réseaux de communication sans fil. Ensuite, nous avons vu les principaux standards de télécommunication mobiles et leur évolution de la première génération à la quatrième génération.

Dans la deuxième partie, nous avons décrit les différentes techniques liées à la propagation sans fil. À partir d'un rappel sur les effets que subit le signal lors de sa propagation en espace libre, nous avons présenté les mécanismes de propagation qui sont engendrés par le canal sans fil. Divers modèles de canaux de propagation ont été aussi présentés, du fait que les dispositifs communicants peuvent être utilisés dans différents environnements de propagation.

## **Chapitre II : Les techniques MIMO et l'OFDM**



## **II.1 Introduction**

Pour lutter contre les effets négatifs des phénomènes que subit le signal dans le canal sans fil, les techniques de diversité d'antennes peuvent-être utilisées pour améliorer les performances des systèmes de communications sans fil. Et aussi, les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output) figurent parmi les techniques modernes de communication les plus avancées d'augmentation de capacité et d'amélioration de la qualité de transmission [37]. Ce sont des systèmes de communication équipés de plusieurs antennes aussi bien à l'émission qu'à la réception [38]. Ces systèmes sont précédés par les systèmes mono-antenne connus sous la terminologie anglaise SISO (Single Input Single Output) puis les systèmes dotés d'antennes de diversité seulement en réception ou SIMO (Single Input Multiple Output) et les systèmes ayant une diversité uniquement en émission appelé MISO (Mutiple Input Multiple Output). L'application de la technique MIMO existe en deux groupes : diversité temporelle-spatiale (STC : Space Time Coding) et multiplexage spatiale (SDM : Space Division Multiplexing) [37]. La première vise une amélioration de la qualité du signal reçu et la deuxième une augmentation de la capacité de la liaison. Face au phénomène d'interférence inter symbole (ISI : Inter symbol Interference) lors de la transmission à un débit élevé et au phénomène de trajets multiples, la technologie OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une des solutions de référence [39]. De plus, son association avec la technique MIMO (Multiple Input Multiple Output) permet d'améliorer les performances de la liaison et d'étendre la portabilité des réseaux sans fil.

Dans ce chapitre nous aborderons donc les différents types de diversité existants, une présentation détaillée de la technologie MIMO et ses variantes. Enfin nous allons voir le principe de la modulation multi porteuse OFDM.

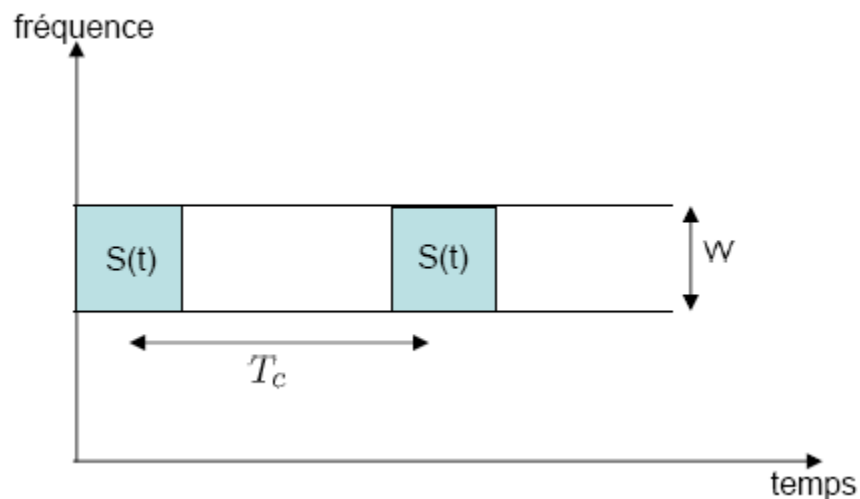
## **II.2 Notion de diversité**

La diversité est utilisée dans les systèmes de transmission sans fil pour combattre l'évanouissement à faible échelle causé par les multi-trajets. En effet, si plusieurs répliques de l'information sont reçues par des liaisons dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de forte atténuation, augmentant ainsi la fiabilité de la liaison. La diversité se révèle donc être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre

canaux de transmission, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radios. Les trois formes de diversité traditionnellement exploitées en communications numériques sont la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale [40]:

### II.2.1 Diversité temporelle

La diversité temporelle est utilisée pour combattre les évanouissements sélectifs en temps, et consiste à émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions redondantes) dans des intervalles temporels séparés d'au moins par le temps de cohérence du canal  $T_c$  (figure II.1). Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelaceur et d'un code correcteur d'erreur, ou encore par demande de répétition automatique. Le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, et la baisse de débit utile.



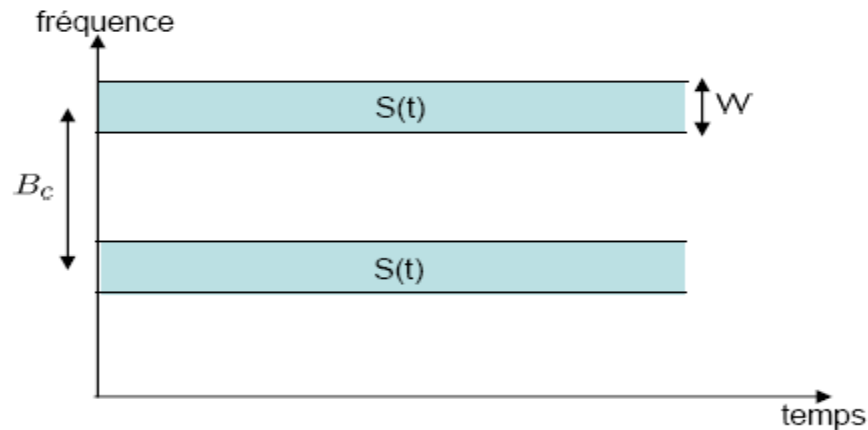
**Figure II.1** Diversité temporelle

*(Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels).*

### II.2.2 Diversité fréquentielle

La diversité fréquentielle est efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, la diversité fréquentielle revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal  $B_c$  (Fig. II.2). La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multi porteuse conjointement avec un entrelaceur et un codage correcteur d'erreur [41]. Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme

une source potentielle de diversité fréquentielle. Ces techniques utilisent une séquence pseudo-aléatoire pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux perturbations et une grande discrétion de transmission. Elles ont d'ailleurs été initialement développées pour des applications militaires. L'étalement de spectre par séquence directe [42] et l'étalement par sauts de fréquence [43] sont les plus répandus.



**Figure II.2** Diversité fréquentielle

*(Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels)*

### II.2.3 Diversité de polarisation

On parle de diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes. Contrairement à la diversité spatiale, il n'y a pas de contrainte sur l'écartement relatif des antennes, et une diversité d'ordre 2 peut ainsi être facilement obtenue en utilisant une paire d'antennes de polarisations orthogonales [44].

### II.2.4 Diversité spatiale

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la diversité spatiale, ou diversité d'antennes. Elle consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes, séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence, qui correspond à la séparation minimale des antennes garantissant des évanouissements indépendants et dépend donc de l'angle de départ et/ou d'arrivée des multi-trajets. Cette distance de cohérence peut varier très largement

selon le type et l'emplacement de l'antenne considérée. Des mesures empiriques ont montré une forte corrélation entre la hauteur de l'antenne d'une station de base et la distance de cohérence [45]. De grandes antennes imposent ainsi une grande distance de cohérence. Du côté du mobile, en revanche, généralement plus bas en altitude et donc soumis à de nombreux échos, la distance de cohérence reste raisonnable. D'une manière générale, une séparation de  $0.4\lambda$  à  $0.6\lambda$  semble adéquate pour le mobile, alors que pour une station de base, elle peut atteindre plus de  $10\lambda$ .

La diversité spatiale en réception, c'est-à-dire l'emploi d'antennes multiples du côté du récepteur uniquement est un sujet déjà bien présent dans la littérature [46], et est notamment à l'origine des techniques de combinaison des répliques abordées ci-dessous. L'observation issue de capteurs étant par ailleurs un mélange de signaux inconnus, la multiplicité des antennes réceptrices permet aussi la séparation de sources [47]. En revanche, la diversité d'émission est un domaine de recherche en pleine évolution depuis quelques années. L'idée de base est d'envoyer l'information après un traitement spécifique à chaque antenne afin que le récepteur puisse combiner ces signaux pour obtenir de la diversité. Le premier système utilisant la diversité d'émission fut proposé par Wittneben en 1991 [48], puis amélioré en 1993. La diversité d'émission est en fait une diversité de modulation, les symboles subissant un préfiltrage à réponse impulsionnelle finie (RIF) orthogonal introduisant de l'IES, avant leur émission sur les antennes. Le récepteur est alors confronté à un canal équivalent sélectif en fréquence avec des évanouissements indépendants. Cette idée fut reprise dans [49] sous le nom de diversité de retard, et est l'expression la plus simple des récents codes espace-temps.

La tendance actuelle est d'associer plusieurs antennes à la fois à l'émission et la réception, formant ainsi des systèmes multi-antennaires plus connus sous le nom de MIMO [50], et qui permettent d'atteindre de hauts degrés de diversité. Ces systèmes réduisent clairement les fluctuations du signal et éliminent les évanouissements du canal.

### **II.3 Les systèmes MIMO**

Le principe du système MIMO consiste à compléter la dimension temporelle (naturelle) d'une transmission par une dimension spatiale en utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Un système MIMO permet à la fois une augmentation du débit et un gain de diversité. Nous rappelons que nous supposons que l'émetteur ne dispose pas de la connaissance du canal. Il

est nécessaire de définir un modèle théorique pour le système MIMO afin de formaliser les techniques d'émission/réception [51].

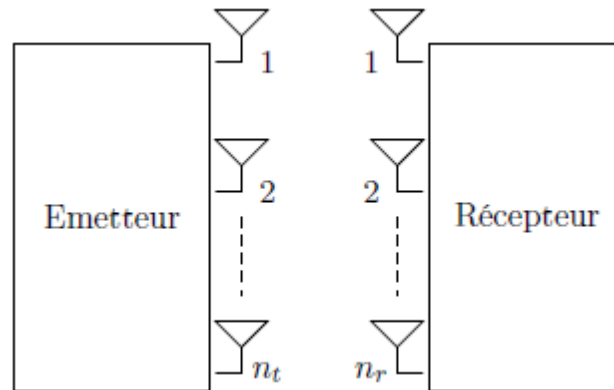
### II.3.1 Modèle du système MIMO

Nous considérons un système MIMO non sélectif en fréquence composé de  $N_t$  antennes d'émission et  $N_r$  antennes de réception comme présenté sur la figure II.3. Chaque antenne de réception reçoit les signaux qui lui sont transmis par toutes les antennes d'émission [51] :

$$y_i = \sum_{j=0}^{N_t-1} h_{ij} x_j + w_i \quad (\text{II. 1})$$

Où  $h_{ij}$  représente l'évanouissement qui caractérise la liaison entre l'antenne de réception  $i$  et l'antenne d'émission  $j$  et  $w_i$  est un bruit blanc additif gaussien de moyenne nulle. Ce modèle ne représente pas la dimension temporelle du canal. Le canal de transmission est défini par la matrice de canal MIMO  $H$  de taille  $N_r \times N_t$  [51]:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1n_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_r 1} & \cdots & h_{n_r n_t} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 2})$$



**Figure II.3** Système MIMO

Ainsi, le modèle de transmission s'exprime sous forme matricielle de la manière suivante :

$$y = H.X + W \quad (\text{II. 3})$$

Tel que :

$$y = [y_1, \dots, y_{n_r}]^T \in \mathbb{C}^{n_r \times 1}$$

$$x = [x_1, \dots, x_{n_t}]^T \in \mathbb{C}^{n_t \times 1}$$

$$w = [w_1, \dots, w_{n_r}]^T \in \mathbb{C}^{n_r \times 1}$$

Où  $y$  et  $x$  représentent respectivement les vecteurs des symboles reçus et transmis, et  $w$  représente le vecteur de bruit blanc gaussien. Les canaux MIMO sont caractérisés par leur pouvoir de traiter simultanément différents signaux au niveau spatial. Cela présente deux avantages importants, à savoir la diversité des antennes et le multiplexage spatial. Afin de mettre en évidence l'intérêt d'un canal MIMO, nous présentons une métrique fréquemment utilisée à savoir la capacité.

### II.3.2 Capacité d'un canal MIMO

La capacité du canal, notion introduite par Shannon [29] dans les années 40, mesure la quantité d'information maximum par unité de temps et par bande de fréquence pouvant être transmise à travers un canal particulier. Dans les années 90, Foschini et Telatar ont démontré que la capacité du canal MIMO augmente linéairement avec le nombre d'antennes. Nous considérons un canal MIMO non sélectif en fréquence, inconnu de l'émetteur et avec des coefficients indépendants et identiquement distribués. Avant de définir la capacité de ce canal MIMO, nous rappelons que la capacité instantanée d'un canal SISO non sélectif en fréquence s'écrit [51, 52] :

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

Où  $\rho$  est le rapport signal à bruit et  $h$  représente l'évanouissement complexe du canal. Or la matrice du canal MIMO peut être décomposée en plusieurs canaux SISO parallèles et indépendants en s'appuyant sur le théorème de décomposition en valeurs propres :

$$H = U\Sigma V^H \quad (\text{II. 5})$$

Où  $U$  et  $V$  sont des matrices unitaires et  $\Sigma$  est une matrice diagonale contenant les racines carrées des valeurs propres de la matrice de corrélation :  $HH^H$  de taille  $N_r \times N_r$  si  $N_r \leq N_t$  ou  $H^H H$  de taille  $N_t \times N_t$  dans le cas contraire. Ainsi la capacité instantanée devient [51, 53] :

$$C(\rho) = \sum_{i=1}^{\tau} \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N_t} l_i \right) \quad (\text{II. 6})$$

Où les  $l_i$  sont les  $\tau$  valeurs propres de la matrice de corrélation tel que  $\tau = \min(N_t, N_r)$  et  $\rho$  est le rapport signal à bruit par antenne de réception. En considérant que la capacité est indépendante du nombre d'antennes à l'émission, la puissance est normalisée en émission. En pratique, la capacité moyenne ou ergodique est utilisée à partir du calcul de l'espérance sur tous les coefficients du canal MIMO [51, 53] :

$$C = \tau \cdot E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N_t} \chi_{2k}^2 \right) \right\} \quad (\text{II. 7})$$

Où  $\chi_{2k}^2$  est une loi de chi-deux à  $2k$  degrés de liberté avec  $k = \min(N_t, N_r)$ . Cela vient du fait que le calcul des valeurs propres concerne la somme des coefficients de la matrice de corrélation.

Nous constatons donc que la capacité augmente linéairement avec la valeur minimale entre le nombre d'antennes à l'émission et celui à la réception [51, 52,54]. L'utilisation simultanée de plusieurs antennes en émission et réception permet ainsi d'exploiter la dimension spatiale.

L'exploitation de la diversité spatiale favorise l'amélioration des performances et/ou du débit. En effet, les systèmes MIMO offrent deux types de gain : le gain de diversité et le gain de multiplexage. Sachant que l'augmentation de l'un n'implique pas l'augmentation de l'autre, un compromis doit être fait entre les deux [51, 55].

### II.3.2.1 Gain de multiplexage

Les canaux MIMO bénéficient d'un gain de multiplexage spatial, grâce au nombre de sous-canaux indépendants égal à  $\min(N_t, N_r)$ , permettant de transmettre de l'information différente sur chacun. Le gain de multiplexage spatial se traduit par une augmentation du débit d'information grâce aux sous-canaux disponibles pour le multiplexage d'information [51].

### II.3.2.2 Gain de diversité

Un système MIMO employant  $N_t$  antennes à l'émission et  $N_r$  antennes à la réception peut atteindre un gain de diversité maximal de  $N_t \cdot N_r$ . Le gain de diversité d'un système MIMO  $d$  représente la pente asymptotique de la courbe de taux d'erreur paquets (FER). On montre dans [51, 55] que la probabilité d'erreurs moyenne décroît exponentiellement en fonction de  $d$  :  $P_e \propto \rho^{-d}$  ou  $\rho$  représente le rapport signal à bruit. La diversité apportée par un système MIMO peut être donc utilisée pour combattre les évanouissements.

Plusieurs techniques dites MIMO en émission et en réception sont utilisées pour mettre en pratique les notions de diversité et de multiplexage. Parmi ces techniques, nous nous intéressons plus particulièrement aux techniques espace-temps qui supposent le canal inconnu à l'émission et estimé à la réception. Nous présentons dans la suite de ce chapitre, les techniques MIMO associées ou non à un codage de canal.

## II.4 Techniques de transmission MIMO sans codage de canal

Nous présentons maintenant les techniques de transmission MIMO à l'émission et à la réception sans codage de canal [51].

A l'émission, les techniques MIMO sont employées pour exploiter la diversité d'émission et/ou pour augmenter le débit. Pour ce faire, un code espace-temps doit être mis en œuvre. L'idée de base du codage espace-temps est de créer de la redondance ou de la corrélation entre symboles transmis sur les dimensions spatiale et temporelle. Un code espace-temps est caractérisé par son rendement, son ordre de diversité et son gain de codage. Le rendement du code espace-temps est égal au rapport entre le nombre de symboles émis et le nombre de durées symboles correspondant. L'ordre de diversité est égal au nombre de voies indépendantes à la réception. Enfin, le gain de codage correspond au gain apporté par le système codé, en termes de performance, par rapport au système non-codé. Un code espace-temps est dit à rendement plein lorsque son rendement est égal au nombre d'antennes à l'émission. Un code espace-temps est dit à diversité maximale lorsqu'il est capable d'exploiter une diversité égale à  $N_t \cdot N_r$  [51].



### II.4.1 Techniques de diversité

On peut distinguer deux grandes classes de codage espace-temps permettant l'exploitation de la diversité : le codage en treillis et le codage en blocs [51]:

#### II.4.1.1 Codage espace-temps en treillis (STTC - Space Time Trellis Code)

Il consiste à coder à l'aide d'une représentation sous forme de treillis (machine d'états) les symboles à transmettre sur les différentes antennes. Le décodage se fait par l'algorithme de Viterbi en minimisant une métrique de vraisemblance cumulée pour choisir le chemin le plus vraisemblable dans le treillis. Il est démontré dans [7] que les codes en treillis peuvent exploiter au maximum la diversité d'émission et de réception tout en offrant un gain de codage qui dépend du nombre d'états du treillis. En contrepartie la complexité de décodage augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes d'émission et l'ordre de modulation. La complexité de mise en œuvre exclut la mise en pratique de cette technique.

#### II.4.1.2 Codage espace-temps en blocs (STBC - Space Time Block Code)

La complexité de mise en œuvre des codes STTC a motivé la construction de codes espace-temps en blocs.

Ils sont définis sous une forme matricielle. Ainsi, les symboles à transmettre sont codés par des opérations matricielles. Dans [4], Alamouti a construit un code espace-temps orthogonal qui atteint la diversité maximale pour un système MIMO  $2 \times 1$  avec un rendement égal à 1 (équivalent au rendement d'un système SISO). Dans [5], Tarokh a généralisé le code d'Alamouti à des dimensions plus élevées. L'avantage des codes orthogonaux est leur décodage linéaire.

De plus, ils peuvent atteindre la diversité maximale. Par contre leur rendement reste limité à 1. Cette contrainte a motivé la construction de codes espace-temps dits quasi-orthogonaux permettant d'atteindre des rendements supérieurs à 1. Une autre famille de codes STBC dit à dispersion linéaire [56] est obtenu de manière générique à partir des combinaisons linéaires des symboles à transmettre. Parmi les codes de cette famille, nous pouvons citer les Golden codes [57] représentant un code parfait pour un système  $2 \times 2$ , les codes DAST [58] de rendement

unitaire et diversité maximale et les codes TAST [59] ayant à la fois un rendement plein et une diversité pleine.

## II.4.2 Techniques de multiplexage

Le rendement limité des codes orthogonaux a motivé la construction des codes en couches ayant un rendement plein. Foschini [53] propose un premier schéma BLAST exploitant le multiplexage spatio-temporel dans un système multi-antennes. La trame binaire à transmettre est divisée en sous-trames. Les sous-trames (couches) sont ensuite transmises sur les différentes antennes suivant une répartition verticale, horizontale ou diagonale [51]:

### II.4.2.1 H-BLAST

Chaque sous-trame d'information est transmise indépendamment par une antenne émettrice (figure II.4). Ce schéma permet d'exploiter seulement la diversité temporelle à l'émission lorsque les sous-trames sont indépendantes.



Figure II.4 Structure H-BLAST

### II.4.2.2 D-BLAST

Chaque sous-trame d'information est répartie sur une diagonale espace-temps grâce à un entrelaceur espace-temps (figure II.5). Ainsi, chaque sous-trame subit tous les évanouissements du canal MIMO. L'avantage de ce système est qu'il exploite à la fois la diversité spatiale et temporelle.

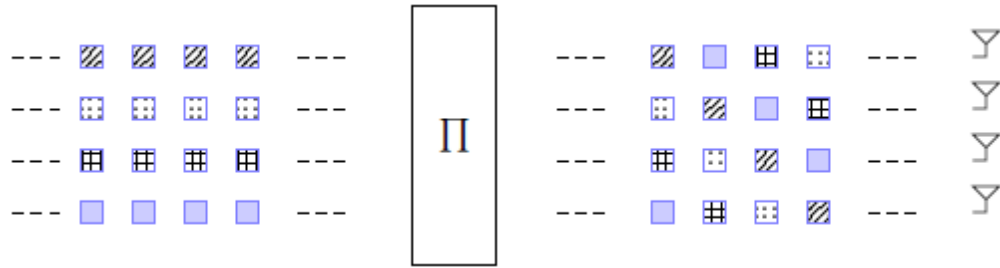


Figure II.5 Structure D-BLAST

### II.4.2.3 V-BLAST

Chaque symbole de la trame est transmis par une des antennes émettrices (figure II.6). Ainsi, ce schéma comme le schéma D-BLAST permet d'exploiter la diversité spatiale et/ou temporelle à l'émission, mais il est de complexité plus faible.

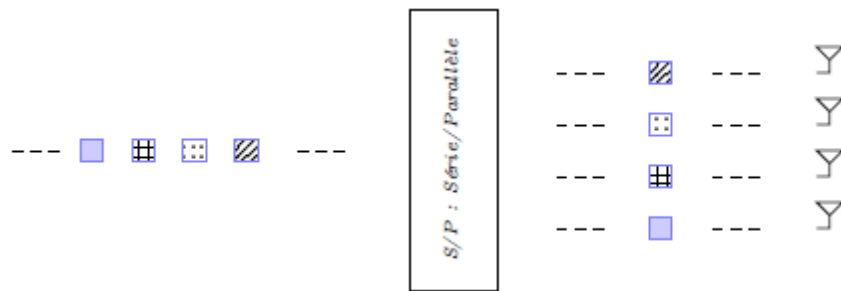


Figure II.6 Structure V-BLAST

## II.5 Principe de la technique MIMO

Les systèmes multi-antennes (MIMO) ont été introduits par Jack Winters [60] pour les laboratoires Bell. Les systèmes MIMO [52] utilisent un réseau d'antennes à la fois en émission et en réception. Le principe du MIMO s'est fortement développé dans les communications sans fil car il peut augmenter le débit de transmission sans accroître la bande passante ou la puissance d'émission. Il atteint cet objectif en répartissant la puissance d'émission sur les différentes antennes [61].

Deux approches sont possibles pour la mise en œuvre de systèmes MIMO [61] :

L'approche dite de "multiplexage spatial" et l'approche dite de "diversité spatiale". Dans le premier cas, on cherche à augmenter le débit, alors que le second s'attache à minimiser le taux d'erreur binaire (TEB).

Ces systèmes MIMO ont été proposés dans plusieurs normes de communication sans fil modernes telles que IEEE 802.11n (Wi-Fi), la 4G, le LTE, la 3GPP (3rd Generation Partnership Project), WiMax et HSPA+ (evolved High-Speed Packet Access).

Les techniques MIMO utilisent un réseau d'antennes à l'émission et à la réception. Ces techniques présentent de bonnes performances dans les canaux à trajets multiples, mais ces derniers provoquent aussi les problèmes des interférences entre les symboles transmis (ISI). Les techniques MIMO mises en œuvre se divisent en trois catégories [61]:

### II.5.1 La diversité spatiale MIMO [62- 63]

La diversité spatiale consiste à envoyer le même flux de données simultanément sur les différentes antennes à l'émission. A la réception, plusieurs répliques du signal sont reçues sur chacune des antennes et sont combinées de façon cohérente. Cette combinaison permet de réduire l'atténuation du signal et de compenser les évanouissements introduits par le canal de transmission. Cette diversité nécessite l'usage de codes temps-espace comme les codes d'Alamouti [4] dont le rendement est de 1. La diversité spatiale présente une bonne efficacité quand les sous-canaux MIMO sont décorrélés les uns des autres. De plus, quand le nombre d'antennes à l'émission augmente, la puissance du signal reçu à un instant donné augmente, améliorant ainsi la détection du signal.

### II.5.2 Le multiplexage spatial MIMO [62- 63]

Le multiplexage spatial transmet les différents flux de données sur les différentes antennes d'émission afin d'augmenter les débits de transmission du système MIMO. La capacité de transmission d'un système de transmission est définie comme le débit de transmission maximum possible offrant une probabilité d'erreur très faible [64]. La capacité du canal d'un système MIMO est définie par l'équation II.8 [65,52] :

$$C = \log_2 \left[ \det \left( I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^{\dagger} \right) \right] \text{ bps/Hz} \quad (\text{II. 8})$$

Avec

- $N_t$  : Le nombre d'antennes à l'émission.
- $N_r$  : Le nombre d'antennes en réception.
- $I_{N_r}$  : Matrice d'identité  $N_r \times N_r$ .
- $(.)^\dagger$  : L'opération de transconjugué.
- $H$  : La matrice du canal MIMO  $N_t \times N_r$ .
- $\rho = \frac{P}{N_0 \cdot B}$  : Le rapport signal-à-bruit sur une antenne de réception.
- $P$  : La puissance totale transmise.
- $N_0$  : La densité spectrale de puissance monolatérale du bruit blanc (AWGN).

Les signaux reçus sont décodés et combinés pour reformer le message transmis. Comme pour la diversité spatiale MIMO, les sous-canaux de propagation doivent être décorrélés.

### II.5.3 Le MIMO –Beamforming [62- 63]

La technique Beamforming peut être utilisée avec n'importe quel système d'antennes et notamment avec les systèmes MIMO. Cette technique est utilisée pour créer une certaine directivité des antennes d'émission afin d'orienter le faisceau et répondre aux conditions requises telles que l'amplitude et la phase.

Notre étude s'intéresse plus particulièrement à la technique de diversité spatiale.

Cette technique est basée sur le codage temps-espace présenté dans le chapitre suivant.

## II.6 Quelques résultats de la théorie de l'information

Un système de transmission est composé d'une source et d'un destinataire, ce dernier essaie de retrouver le signal émis par la source et perturbé par le canal. La question majeure qui se pose est : quelle quantité maximale d'information peut-elle être transmise? La réponse à cette question se trouve dans la théorie de l'information [66].

L'étude de la capacité permet de fixer les bornes théoriques du système de transmission. Le calcul de la capacité d'un canal MIMO a été réalisé par Telatar dans [67] et Foschini et Gans dans [52] pour les canaux sans mémoire (chaque utilisation du canal définit une réalisation de  $H$  indépendante) et pour les canaux ergodiques [66].

L'information mutuelle  $I(X;Y)$  permet de quantifier l'information qu'apporte la réalisation de la sortie  $Y$  sur l'entrée  $X$  du canal, où  $X$  et  $Y$  sont deux variables aléatoires. Pour un canal discret sans mémoire, la capacité est définie comme le maximum de l'information mutuelle sur toutes les distributions possibles de l'entrée  $X$  [66].

$$C = \max_{p(X)} I(X;Y) \quad (\text{II. 9})$$

Pour le canal de transmission radio-mobile réel, modélisé par un canal à évanouissements par blocs, la condition d'ergodicité n'est pas vérifiée et la capacité au sens classique du terme est nulle. Une nouvelle notion a donc été introduite pour ce type de canaux [52, 67, 68, 69], à savoir, une capacité associée à une probabilité de coupure. La capacité est donc considérée comme une variable aléatoire dépendante de la réponse instantanée du canal.

Les canaux à évanouissements par blocs sont aussi caractérisés par leur gain de diversité et leur gain de multiplexage spatial. Malheureusement la maximisation de l'un de ces deux gains n'entraîne pas la maximisation ou même l'obtention de l'autre. Un compromis "gain de multiplexage-diversité" a été établi par Zheng et Tse dans [55].

### II.6.1 Cas du canal ergodique

Avant de définir la capacité d'un canal MIMO, nous allons définir la capacité d'un canal mono antenne (SISO) [66]:

#### II.6.1.1 Canal SISO

La capacité ergodique moyenne d'un canal mono-antenne s'écrit :

$$C = E_H \left\{ \max_{p(x): E\{|x|^2\} \leq P_T} I(x;y) \right\} \quad (\text{II. 10})$$

En considérant le gain complexe  $h_{11}$  du canal à évanouissement, la capacité s'écrit [52] :

$$C = E_H \{ \log_2(1 + \rho \cdot |h_{11}|^2) \} \quad (\text{II. 11})$$

Où  $\rho$  est le rapport signal sur bruit (SNR) moyen en réception. Si  $|h_{11}|$  suit une loi de Rayleigh, alors  $|h_{11}|^2$  suit une loi du  $\chi^2$  et la capacité s'écrit [52] :

$$C = E_H\{\log(1 + \rho \cdot x)\} \quad (\text{II. 12})$$

Où  $x$  est une variable aléatoire qui suit une loi du  $\chi_2$  d'ordre 2.

### II.6.1.2 Canal MIMO

La capacité ergodique moyenne d'un canal MIMO s'écrit :

$$C = E_H \left\{ \max_{p(X):Q \leq P_T} I(X:Y) \right\} \quad (\text{II. 13})$$

Où  $Q = E\{XX^H\}$  est la matrice de covariance du signal d'entrée  $X$ . L'énergie totale de transmission est limitée à  $P_T$ . Choisir  $Q = \frac{P_t}{N_t} I_{N_t}$  est optimal [67], ce qui correspond au cas décorrélé et de même puissance. La capacité ergodique du canal MIMO AWGN est [52,67] :

$$C = E_H \left\{ \log_2 \left( \det \left( I_{N_r} + \frac{P_T}{\sigma^2 N_t} HH^H \right) \right) \right\} \quad (\text{II. 14})$$

Qui peut s'écrire aussi :

$$C = E_H \left\{ \log_2 \left( \det \left( I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} HH^H \right) \right) \right\} \quad (\text{II. 15})$$

Où :  $\rho = \frac{P_T}{\sigma^2}$  est le rapport signal sur bruit moyen (SNR) par antenne de réception.

D'après la loi des grands nombres,  $\frac{1}{N_t} HH^H \rightarrow I_{N_r}$  lorsque  $N_t$  tend vers l'infini et  $N_r$  est constant.

Alors la capacité pour un nombre d'antennes à l'émission  $N_t$  grand s'écrit [67] :

$$C = N_r \cdot \log_2(1 + \rho) \quad (\text{II. 16})$$

Ce qui nous permet de déduire que la capacité du canal MIMO se sature pour un nombre d'antennes en réception fixé. Il est donc inutile d'augmenter le nombre d'antennes à l'émission indéfiniment.

Soit la décomposition en valeurs singulières (Singular Value Décomposition - SVD) de la matrice  $H$ ,  $H = SDV^H$  Les matrices  $S$  et  $V$  sont unitaires et la matrice  $D$  est diagonale composée des valeurs singulières de la matrice  $H$ . La capacité devient :

$$C = E_H \left\{ \log_2 \det \left( I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} D^2 \right) \right\} \quad (\text{II.17})$$

$$= E_H \left\{ \log_2 \left( \prod_{i=1}^{\min(N_t, N_r)} \left( 1 + \frac{\rho}{N_t} \lambda_i^2 \right) \right) \right\}$$

$$= \sum_{i=1}^{\min(N_t, N_r)} E_H \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N_t} \lambda_i^2 \right) \right\} \quad (\text{II.18})$$

Où les  $\lambda_i$  sont les valeurs singulières de la matrice  $H$ ,  $H$  est supposé de rang plein  $\min(N_t, N_r)$ .

Nous pouvons déduire que la capacité du canal MIMO correspond à la capacité de  $\min(N_t, N_r)$  sous-canaux mono-antennaires AWGN. Le canal MIMO ergodique possède  $\min(N_t, N_r)$  degrés de liberté.

Pour un canal MIMO  $1 \times N_r$ , ayant une diversité spatiale à la réception, la capacité peut s'écrire [52]:

$$C = E_H \{ \log_2(1 + \rho \cdot X) \} \quad (\text{II.19})$$

Où  $X$  est une variable aléatoire qui suit une loi du  $\chi_2$  d'ordre  $2N_r$ .

Pour un canal MIMO  $N_t \times N_r$ , et une combinaison optimale entre les  $N_r$  antennes à la réception, la capacité s'écrit [37] :

$$C = E_H \left\{ N_t \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N_t} X \right) \right\} \quad (\text{II.20})$$

Où  $X$  est une variable aléatoire qui suit une loi du  $\chi_2$  d'ordre  $2N_r$ .

La figure suivante II.7 représente un exemple de simulation d'une capacité ergodique des différentes architectures d'un système MIMO.



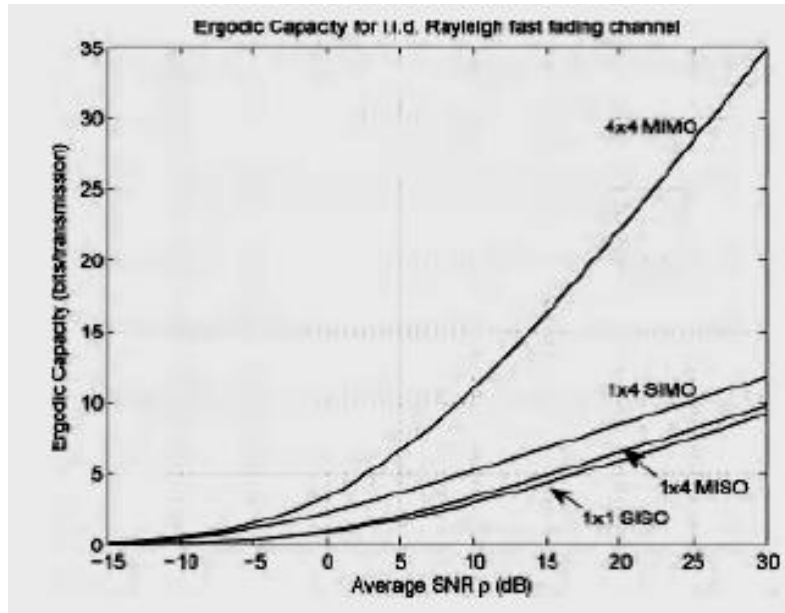


Figure II.7 Capacité en fonction du SNR [70].

### II.6.2 Probabilité de coupure

Les canaux MIMO à évanouissements par blocs ont une capacité au sens de Shannon qui est toujours nulle. Une autre façon de mesurer les limites fondamentales de ce canal est la probabilité de coupure. La capacité est considérée comme une variable aléatoire en fonction de la réponse instantanée du canal, qui est constante durant la transmission d'un mot de code de longueur finie [66].

Si la capacité instantanée est inférieure au rendement utilisé, alors en aucun cas le mot de code transmis ne pourra être décodé sans erreurs, quelque soit le codage/décodage employé.

Inversement, si la capacité instantanée est supérieure au rendement utilisé, alors le théorème de Shannon indique qu'il existe un code permettant de transmettre à ce rendement avec une probabilité d'erreurs aussi petite que l'on veut [66].

**Définition : 2.1** probabilité de coupure

La **probabilité de coupure** (Outage probability) est la probabilité que la capacité du système de transmission devient inférieure au rendement du système  $R$  [66].

$$P_{\text{out}}(R) = P_r\{C(H) < R\} \quad (\text{II. 21})$$

La valeur exacte de la probabilité de coupure est difficile à calculer, des approximations ont été proposées dans [68]. On peut prouver que quand  $N_t$  et  $N_r$  tendent vers l'infini, la capacité  $C(H)$  tend vers une variable gaussienne. Soient  $\mu_c$  et  $\sigma_c^2$  respectivement la moyenne et la variance de la capacité  $C(H)$ , une approximation de la probabilité de coupure est [66]:

$$P_{\text{out}} \approx Q\left(\frac{\mu_c - R}{\sigma_c}\right) \quad (\text{II.22})$$

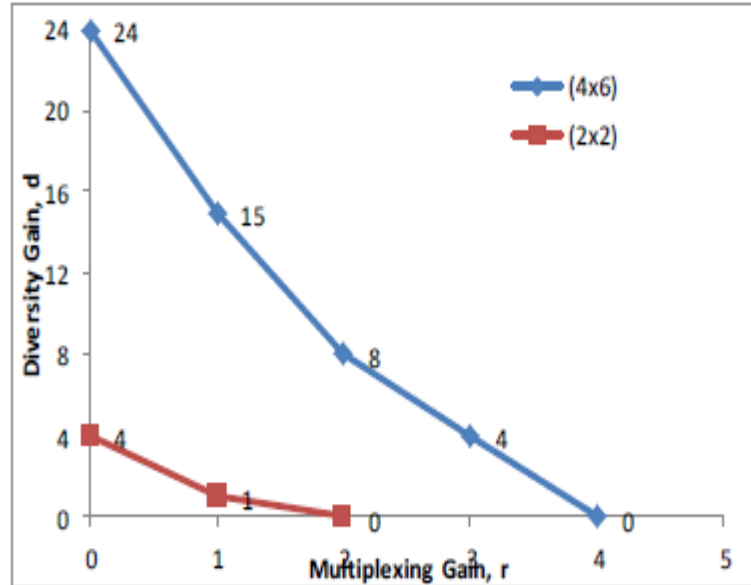
### II.6.3 Compromis de gain de multiplexage-diversité

Les canaux à évanouissements par blocs sont caractérisés par leur gain de diversité. Un système MIMO ayant  $N_t$  antennes à l'émission et  $N_r$  antennes à la réception a un gain de diversité maximal  $N_t \times N_r$ , pour un rendement  $R$  fixé. La probabilité d'erreurs moyenne décroît asymptotiquement en  $\frac{1}{\text{SNR}^{N_t N_r}}$ .

D'un autre coté, les canaux ergodiques bénéficient d'un gain de multiplexage spatial, grâce à leur nombre de degrés de liberté égal à  $\min(N_t, N_r)$ . A fort rapport signal sur bruit, la capacité ergodique est égale à  $\min(N_t, N_r) \log(\text{SNR})$ . Le gain de multiplexage spatial se traduit par une augmentation du rendement grâce à l'utilisation des canaux spatiaux parallèles.

Il serait intéressant d'augmenter le nombre de degrés de liberté pour les canaux à évanouissements par blocs. Pour cela le gain en diversité à lui seul est insuffisant. Les deux systèmes MIMO correspondant à  $N_t \times N_r$  et  $N_t N_t \times 1$ , ont le même gain de diversité maximal, mais le premier permet d'avoir un meilleur gain de multiplexage spatial.

En effet un système MIMO peut avoir simultanément le gain de diversité et le gain de multiplexage spatial. Mais la maximisation de l'un n'entraîne pas nécessairement la maximisation de l'autre. Zheng et Tse dans [55], ont introduit un compromis fondamental entre le gain de diversité et le gain de multiplexage spatial (Diversity Multiplexing Gain Tradeoff - DMG) [66].



**Figure II.8** Courbe de la DMG [71]

Le gain de diversité maximal est obtenu pour un rendement fixé  $R$ . Pour les forts rapports signal sur bruit, ce rendement devient très faible par rapport à la capacité ergodique. Ainsi, pour avoir un gain de multiplexage spatial, il faut considérer des rendements de la forme :

$R = r \log(SNR)$  correspondants à des fractions de la capacité ergodique, où  $r$  est le rendement normalisé et qui représente le gain de multiplexage.

Le gain de diversité  $d(r)$  correspondant à une transmission avec un rendement normalisé  $r$  donné est défini comme suit [66]:

$$d = - \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log(P_e)}{\log(SNR)} \quad (II.23)$$

Le gain de multiplexage maximal est  $r_{max} = \min(N_t, N_r)$  et le gain de diversité maximal est  $d_{max} = N_t N_r$ .

Considérons un système MIMO employant un codage espace-temps tel que la longueur temporelle du code  $T$  vérifie  $T \geq N_r + N_t - 1$ . Le gain de diversité maximal que peut atteindre le système de transmission pour un gain de multiplexage  $r$  donné est [66, 55]:

$$d(r) = (N_t - r)(N_r - r) \quad (II.24)$$

$d(r)$  est une courbe linéaire par morceau. La figure II.8 représente le gain de diversité Maximal  $d(r)$  en fonction du gain de multiplexage  $r$ .

Si  $T < N_r + N_t - 1$ , des bornes supérieures et inférieures du gain de diversité sont établies dans [40].

Pour un système MIMO avec  $N_t = 2$ ,  $N_r \geq 2$ ,  $T \geq 2$  utilisant un codage ST, il a été démontré dans [72 Théorème 1], qu'avoir un déterminant minimal ne s'évanouissant pas lorsque l'efficacité spectrale augmente, est une condition suffisante (sous certaines conditions) pour atteindre le compromis gain de multiplexage-diversité.

Dans un papier de Elia *et al.* [73], Il a été prouvé qu'un système MIMO employant un code ST linéaire ayant un rendement plein et un déterminant minimal ne s'évanouissant pas lorsque l'efficacité spectrale augmente est optimal du point de vue du compromis gain de multiplexage-diversité.

## II.7 La modulation OFDM

### II.7.1 Principe des modulations multi porteuses

Les modulations multi-porteuses OFDM ont été conçues sur le principe suivant: en émission, le signal fréquentiel est transmis sur un certain nombre  $N$  d'exponentielles complexes à des fréquences différentes appelées sous porteuses. On répartit ainsi un flux binaire (ou de symboles) à un rythme  $T_d$  sur l'ensemble de sous-porteuses ayant chacune un débit réduit.

Comparativement à un système mono porteuse, la durée utile de transmission d'un symbole est multipliée par  $N$ . On obtient un symbole OFDM de durée utile  $T_s = N \cdot T_d$  Ce qui permet d'avoir un temps symbole plus grand que le délai maximal de l'étalement du canal limitant ainsi l'interférence entre symboles (IES). En réception, une opération inverse est réalisée en utilisant des mises en forme adaptées à celles de transmission. Dans le cas d'exponentielles complexes, on utilise la Transformée de Fourier Discrète Inverse (IFFT) en émission et la Transformée de Fourier Discrète (FFT) en réception [74,75].

## II.7.2 Le signal OFDM

Les modulations à porteuses multiples ont pour principe de répartir des symboles complexes  $C_k$  sur  $N$  sous-porteuses. La largeur des sous-porteuses et le débit des symboles sont respectivement  $1/T_d$  et  $1/T_s$ , avec  $T_s = NT_d$ . Les symboles complexes  $C_k$  sont issus d'un alphabet fini correspondant à une modulation donnée. L'expression du signal OFDM sur l'intervalle temporel  $[0, T_s[$  peut s'exprimer comme [74]:

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi k \Delta f t} , \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (\text{II. 25})$$

Où  $C_k$  est le symbole numérique, qui été choisi de l'ensemble de constellation de la modulation numérique de technique M-QAM, modulé par la  $k^{\text{ème}}$  sous porteuse,  $\Delta f$  c'est la différence de fréquence entre les sous-porteuses et il est mis à  $\Delta f = 1/T_s$  afin de produire des sous porteuses orthogonales, où  $T_s$  est la durée de symbole OFDM. Nous avons vu qu'un signal OFDM peut être produit par une opération de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) suivie d'une conversion numérique-analogique. Autrement-dit, on peut remplacer la variable  $t$  en (II. 25) par la variable  $n/N$ , nous obtenons la relation suivante :

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi k \Delta f \frac{n}{N}} , \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (\text{II. 26})$$

Où le terme en droite dans l'équation (II. 26) c'est exactement l'opération IFFF. Donc elle peut être réécrite sous la forme :

$$x(n) = \text{IFFT}(C_0, C_1, \dots, C_{N-1}) \quad (\text{II. 27})$$

## II.7.3 L'insertion de l'intervalle de garde

Les perturbations du canal de propagation induisent, entre autre, la perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et l'apparition d'interférences entre symboles, ou ISI pour Inter Symbole Interférence, dues aux trajets multiples. Afin d'éliminer ces interférences, une solution simple consiste à accroître le nombre  $N$  de sous-porteuses pour augmenter la durée symbole  $T_s$ .

Cependant cette technique se heurte à différentes contraintes. Le temps de cohérence du canal, l'effet Doppler ou les contraintes technologiques, tel que le bruit de phase des oscillateurs, limitent l'emploi de cette technique. Une autre technique permet d'annuler ces ISI. En effet, l'ajout d'un intervalle de garde d'une durée  $T_g$ , supérieure ou égale à l'étalement  $\tau_{max}$  de la réponse impulsionnelle du canal, précédant le symbole OFDM à émettre permet de supprimer ces interférences. Dès lors la partie utile  $T_s$  de chaque symbole OFDM ne sera plus affectée par les ISI. La durée totale  $T_{tot}$  du symbole OFDM se voit donc augmentée et devient égale à  $T_g + T_s$ .

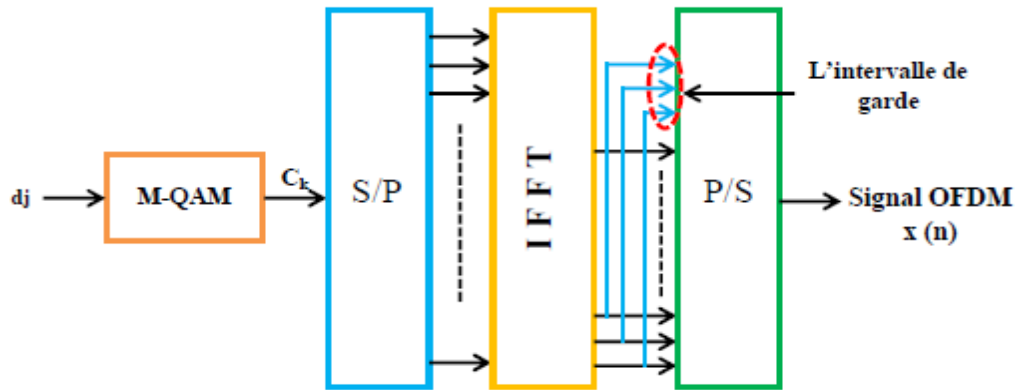
La mise en œuvre de cette technique conduit donc à une perte en efficacité spectrale et en puissance. Ces pertes peuvent s'exprimer comme suit [74, 76]:

$$n_g = \frac{T_g}{T_g + T_s} \quad (\text{II. 28})$$

$$l_g = 10 \log\left(\frac{T_g}{T_g + T_s}\right) \quad (\text{II. 29})$$

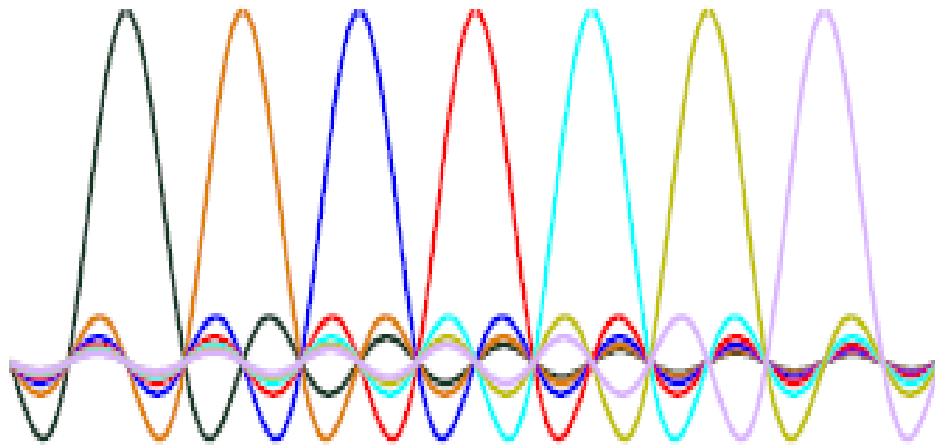
En supposant que  $T_g$  est égale à 25% de  $T_s$ , la perte en efficacité spectrale est de 20%.

L'insertion de l'intervalle de garde, se fait au début du symbole OFDM et est une copie de la fin de ce même symbole. Cette solution permet de s'affranchir des termes d'ICI pour Inter-Carrier Interférence. En effet, le choix d'un intervalle de garde nul annulerait l'ISI. Néanmoins, en présence de trajets multiples, le nombre de périodes des répliques retardées de chacune des sous porteuses contenues dans la partie utile  $T_s$  de chaque symbole OFDM n'est plus entier. Par conséquent, ce phénomène provoque un élargissement du spectre des sous-porteuses correspondantes et l'apparition d'ICI, induites par la perte d'orthogonalité entre ces sous porteuses. En réception, la suppression de l'intervalle de garde permet de restituer l'orthogonalité entre les sous-porteuses. De plus, comme l'intervalle de garde est la recopie des échantillons de fin de symbole OFDM, cet intervalle peut également être exploité en réception pour la synchronisation temporelle du signal OFDM, La figure II.9 représente les différents blocs qu'ils composent un système de modulation multi porteuse OFDM.



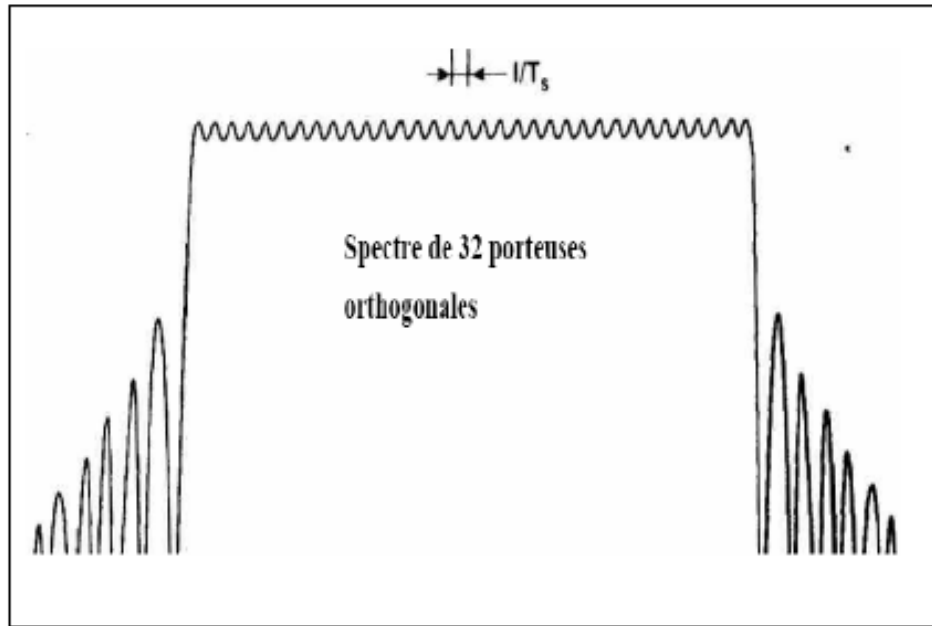
**Figure II.9** Schéma synoptique des modulations OFDM.

La figure II.10 montre que l'espace entre chaque sous-porteuse  $1/T_s$  lorsque le spectre d'une sous porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres : c'est la condition d'orthogonalité (Orthogonal d'OFDM). Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et malgré ceci d'éviter les interférences entrent sous porteuse si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse [74,77].



**Figure II.10** Spectre des différentes porteuses

La figure II.11 montre que la bande en fréquence est occupée de façon optimum, puisque le spectre est presque plat dans cette bande. La bande occupée est à peu près  $B = \frac{N}{T_s}$  (en excluant les lobes secondaires de part et d'autre de la bande), chaque sous-porteuse occupant à peu près  $\frac{1}{T_s}$ .



**Figure II.11** Exemple d'un spectre en sortie du modulateur OFDM [78]

## II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu que la diversité est une des solutions les plus efficaces pour lutter contre les effets multi trajets et améliorer les performances des systèmes de communications sans fil. Ensuite, nous avons montré que les systèmes MIMO peuvent augmenter significativement la capacité du canal sans augmenter la bande passante et la puissance de transmission. Après, nous avons présenté le principe de modulation multi porteuse OFDM avec ces différents aspects ainsi qu'un schéma synoptique qui englobe les principaux blocs qui compose une chaine de transmission basé sur l'OFDM.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons un exposé sur les codes espace-temps en bloc. Nous verrons les principes de génération des différents types de codes spatio-temporels existant



## **Chapitre III : Les codes spatio-temporels**

### III.1 Introduction

Durant ces dernières années, un grand intérêt a été accordé au codage Espace-Temps (ST) qui consiste à concevoir des codes pour les systèmes radio à antennes multiples en introduisant une dépendance entre le domaine spatial et temporel dans le but d'apporter, sans sacrifier la bande passante, une diversité spatiale et un gain de codage [66].

On distingue deux grandes classes de codes ST : les codes ST en Treillis et les codes ST en blocs. Dans ce travail, nous nous intéressons à la deuxième classe de codes ST, les codes ST en blocs.

Il existe dans la littérature une multitude de constructions de codes ST en blocs : les codes orthogonaux [4, 5, 79], les codes en couches [53, 80, 81], les codes à dispersion linéaire [56], les codes algébriques [58, 59, 82, 83], les codes construits à partir d'algèbres de division [84] et enfin les codes construits à partir de rotations réelles [72, 85].

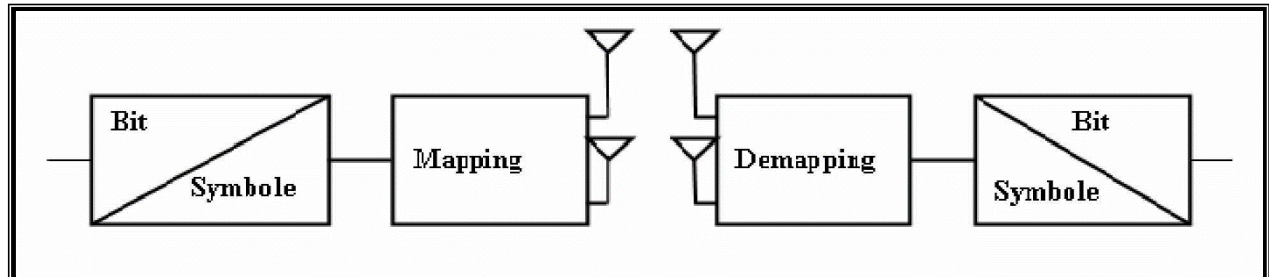
D'une façon générale, les codes ST se caractérisent par leur rendement, ordre de diversité, gain de codage et capacité. Dans [7], des critères de construction permettant d'optimiser l'ordre de diversité et le gain de codage des codes ST ont été établis.

Nous présenterons ensuite les critères de construction des codes ST, à savoir, le critère du rang, du déterminant, de l'information mutuelle et de la trace. Une brève présentation des codes ST en Treillis sera donnée, suivie d'une présentation plus détaillée des codes ST en blocs existant dans la littérature.

### III.2 Le codage spatio-temporel

Lors de l'implémentation des systèmes à antennes multiples, afin d'améliorer l'efficacité spectrale, plusieurs approches ont été définies [86]. L'approche la plus classique, consiste à utiliser des antennes multiples à la réception et d'appliquer un combineur par ratio maximal (Maximum Ratio Combiner, MRC) aux signaux reçus [87, 88]. Mais, cette approche présente l'inconvénient d'augmenter la complexité du récepteur. Dans le cas où l'émetteur est muni de  $M$  antennes, nous devons définir quel est le traitement « Mapping » nécessaire à appliquer aux signaux avant de les émettre. Ce traitement supplémentaire de part et d'autre du canal radio, mappeur/demappeur, est

spécifique aux systèmes MISO et plus généralement MIMO en comparaison au système SISO comme le montre la figure III.1, est appelé codage spatio-temporel ou codage espace- temps. Ces codes permettent d'introduire de la corrélation spatiale et temporelle entre les signaux émis d'une manière intelligente, afin qu'à la réception le signal reçu soit bien décodé [86].



**Figure III.1** Introduction du mappeur/démappeur spatio-temporel à l'émission/réception [86]

### III.2.1 Construction des codes

Les critères de performances qui sont généralement considérés dans la construction du codage spatio-temporel et le décodeur qui lui est associé afin d'optimiser les performances de la liaison radio sont [86] :

#### ↳ L'efficacité spectrale :

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

#### ↳ La robustesse :

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

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

## ↳ La complexité

Il est possible dans les réseaux sans fil qu'une des deux extrémités de la liaison radio soit alimentée par une batterie. Donc, il est important que la complexité du mappeur/démappeur spatio-temporel soit la plus faible possible. Ainsi, il faut avoir une conception des schémas de transmission et de réception de telle façon que la complexité soit non symétrique, avec la complexité la plus faible du côté alimenter par des batteries (le terminal mobile dans le cas des réseaux cellulaires).

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

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

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

### III.2.2 Hypothèses

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

### III.2.3 Critères de construction des codes espace-temps

Différents types de critères sont utilisés pour évaluer et construire les codes espace-temps [89] :

Nous allons introduire ces critères dans ce paragraphe. Nous supposons ici un modèle du système MIMO qui utilise  $N_t$  antennes émettrices et  $N_r$  antennes réceptrices. Nous considérons  $K$  symboles  $S$  à transmettre :

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

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

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

$$Y = HC + B \quad (\text{III. 2})$$

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

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

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

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

$$P[C \rightarrow C' | H] \leq e^{-\frac{E_s}{4N_0} d^2(c, c')} \quad (\text{III. 3})$$

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

$$d^2(c, c') = \sum_{n=1}^{N_r} h_n D D^H h_n^H \quad (\text{III. 4})$$

$$d^2(c, c') = \sum_{n=1}^{N_r} \sum_{m=1}^{N_t} \lambda_n |\beta_{mn}|^2 \quad (\text{III. 5})$$

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

$$[C \rightarrow C'] \leq \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-r_d N_r} \left(\prod_{k=1}^{r_d} \lambda_k\right)^{-N_r} \quad (\text{III. 6})$$

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

Les codes espace-temps sont construits de manière à minimiser la probabilité d'erreur par paire  $P[C \rightarrow C']$  pour toutes les paires possibles [90, 91]. Trois critères sont alors définis :

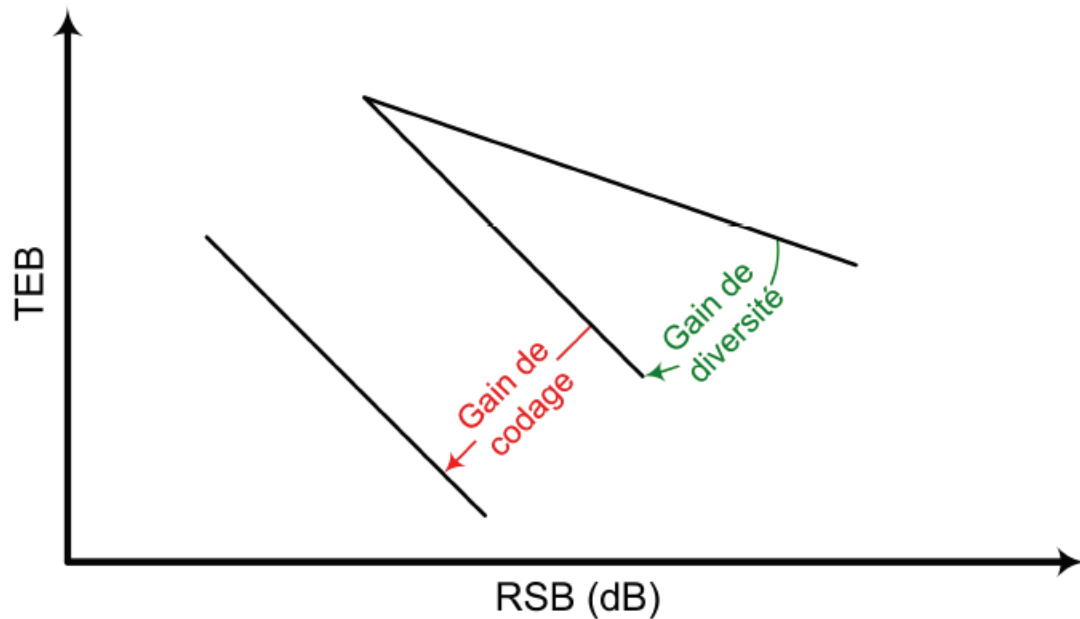
- **Le critère du rang** : la matrice  $A$  doit avoir un rang  $r_d$  le plus élevé possible afin de maximiser.
- **Le gain de diversité** égal à  $r_d N_r$ . Lorsque  $A$  est de rang plein, la diversité est maximale et vaut  $N_t N_r$ .
- **Le critère du déterminant** : le terme  $\prod_{k=1}^{r_d} \lambda_k$  est appelé gain de codage. Celui-ci doit être maximisé pour l'ensemble de toutes les paires de matrices codes.

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

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

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

La probabilité d'erreurs moyenne d'une transmission de données dépend du gain de codage, du gain de diversité et du rapport signal à bruit de la manière suivante :  $P_e \propto G_c (\text{SNR})^{-G_d}$ .

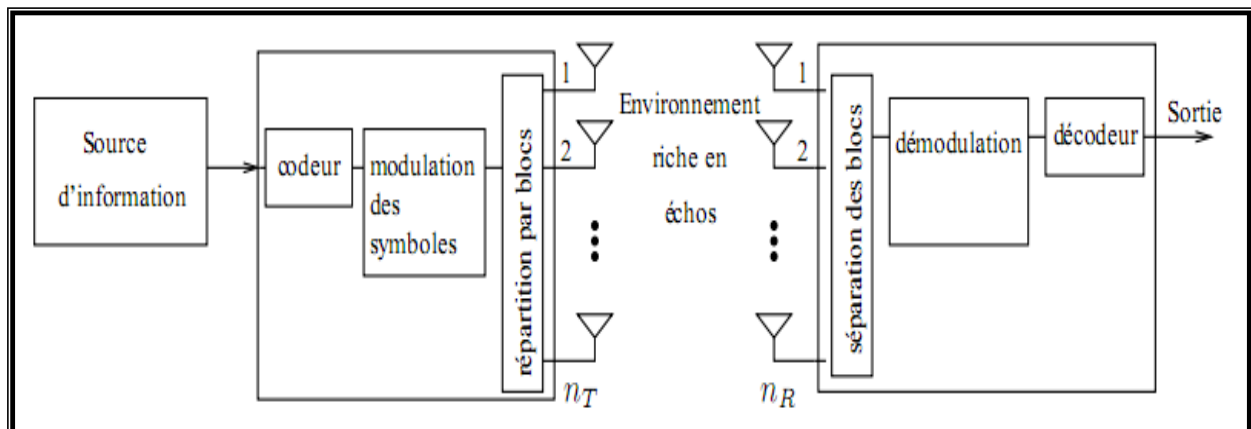


**Figure III.2** Effets du gain de diversité et de codage sur la courbe de probabilité d'erreur [89]

### III.2.4 Architecture générale d'un système de codage spatio-temporel

L'architecture générale du codage spatio-temporel (CST) est représentée sur la figure III.3.

Le codage ajoute de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propre au canal radio-mobile [40].



**Figure III.3** schéma du codage spatio-temporel [40]

En revanche, l'indépendance des signaux diminue proportionnellement; il est même possible de coder ceux-ci de telle sorte que le débit soit le même que pour une transmission mono-antenne. Dans ce cas, les antennes multiples ne sont plus utilisées pour augmenter le débit, mais simplement pour créer la diversité spatiale nécessaire à l'acheminement d'information sur un canal particulièrement difficile [40].

La paternité des codes spatio-temporels est attribuée à Tarokh qui dans [7] proposa une forme de codes convolutifs pour systèmes MISO, créant ainsi la première famille de CST, les CST en treillis (CSTT). Cependant la popularité des CST provient surtout d'une structure ultérieure développée originellement par Alamouti dans [4] et développée dans le paragraphe III.4.5.3. Cette seconde architecture connue sous le nom de CST par blocs (CSTB) semble en effet plus intéressante, car moins complexe [40].

### III.2.5 Différentes Classes des codes spatio-temporels

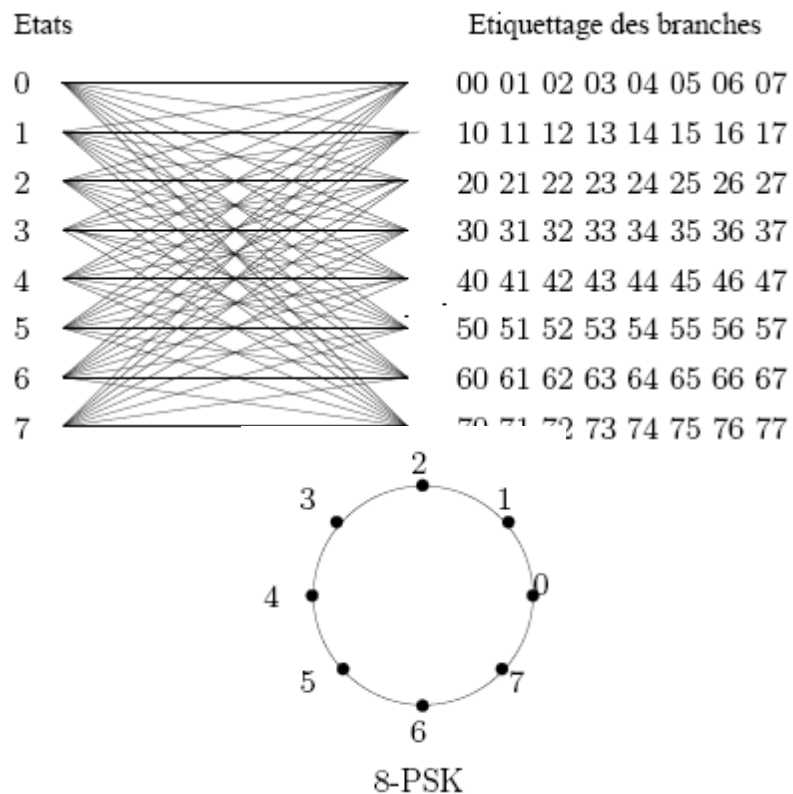
Une multitude de techniques de codage ont vu le jour dans le but d'une meilleure utilisation de la diversité de transmission. Ces techniques de codages spatio-temporels peuvent être classées en deux catégories : les codes spatio-temporels en treillis (STT), les codes spatio-temporels en Bloc (STB).

#### III.2.5.1 Codes ST en Treillis

Les premiers codes ST en Treillis ont été construits par Tarokh et *al.* Dans [7]. C'est une généralisation des codes en Treillis classiques (canal Gaussien) pour les systèmes MIMO.

Dans un code ST en Treillis les symboles à transmettre à chaque instant, par toutes les antennes émettrices, représentent une transition dans le Treillis. Au début du codage d'une trame le codeur doit être à l'état 0. En fonction de l'état du codeur et des bits entrants, une transition est choisie à chaque instant  $t$ . Si l'étiquette de cette branche est  $s_1^t, s_2^t, \dots, s_n^t$  cela veut dire qu'à l'instant  $t$ , l'antenne  $j$  va transmettre le symbole  $s_t^j$ . La figure III -4 illustre un exemple de code en Treillis, pour  $N_t = 2$ , utilisant une modulation 8-PSK [66].





**Figure III.4** Exemple de code ST en Treillis à 8 états

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

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

Le décodage d'un code en Treillis se fait par l'algorithme de Viterbi. Cet algorithme minimise une métrique additive sur tous les chemins dans le Treillis. La complexité de cet algorithme est exponentielle en fonction du nombre d'états du codeur, ce qui rend les codes en Treillis peu pratiques [66].

Afin de construire des codes ST en Treillis optimaux, dans [92], les auteurs proposent de vérifier les critères du rang, du déterminant et de la trace. La construction proposée des codes ST en Treillis optimaux consiste à choisir un code en Treillis ayant une distance euclidienne optimale et un multiplexage spatio-temporel des symboles d'information maximisant le gain de codage (afin d'assurer une diversité maximale) [66].

### III.2.5.2 Code temps-espace en blocs (STBC)

Plusieurs constructions de codes ST en blocs existent dans la littérature, dont quelques unes sont des généralisations d'autres [66].

Le premier code ST, le fameux code d'Alamouti [4], a trouvé un grand succès grâce à ses propriétés : rendement 1 *symbole/uc*, diversité pleine et capacité maximale atteinte, pour  $N_t = 2$  et  $N_r = 1$ . Un autre avantage du code d'Alamouti est son décodage linéaire qui est une conséquence de sa structure orthogonale (les colonnes de la matrice mot de code sont orthogonales). Toutes les bonnes propriétés du code d'Alamouti ont été un facteur motivant pour sa généralisation pour des dimensions plus élevées. Malheureusement, ces constructions ont été pénalisées par leurs rendements strictement inférieurs à 1 *symbole/uc*. En relâchant la contrainte d'orthogonalité, des codes ST de rendement compris entre 1 et  $N_t$  ont été construits.

La famille des codes ST en couches (layered space-time codes - LST), ont un rendement qui augmente linéairement en fonction du nombre d'antennes, pour des systèmes symétriques ( $N_t = N_r$ ). Un code LST est entièrement défini par le choix du nombre de couches et du codage associé à chacune des couches. Il existe trois types de codes LST : le codage D-BLAST [53], sa version simplifiée VBLAST [80] et le code ST "Wrapped" [81].

Une autre famille de codes ST en blocs existe qui est la famille des codes à dispersion linéaire (linear dispersion code - LD). Un code LD est entièrement défini par le choix du nombre de sous-trames et des matrices de dispersions. La représentation en réseaux de points des codes LD permet leur décodage par les décodeurs de réseaux de points, décodage par sphères et algorithme Schnorr-Euchner. Ces derniers décodeurs permettent d'obtenir les performances ML, avec une complexité polynômiale. Des codes LD dans [56] ont été construits en maximisant l'information mutuelle. Ce critère à lui seul ne garantit pas la diversité maximale, par la suite, ces codes n'atteignent pas la diversité maximale.

En utilisant les structures des codes LST et LD et des résultats de la théorie algébrique des nombres, des codes ST algébriques atteignant la diversité maximale ont été construits. Le code ST diagonal algébrique (Diagonal Algebraic Space-Time code - DAST) [58], a un rendement égal à 1 *symbole/uc* et une diversité pleine. Dans [82], un code ST algébrique pour  $N_t = 2$  et

$N_r \geq 2$  a été construit ayant un rendement plein et une diversité pleine. La généralisation de ce dernier code pour  $N_t \geq 3$  a été faite dans [83, 59].

Dans [84] des codes ST ont été construits à partir d'algèbre de division. Une algèbre de division est un anneau dans lequel tout élément non nul admet un inverse pour la multiplication.

Il en découle que ces matrices mots de code sont de rang plein et par la suite atteignent la diversité maximale.

Les codes ST dans [59, 82, 83, 84] ont des rendements pleins et des diversités pleines, cependant leurs déterminants minimaux s'évanouissent lorsque l'efficacité spectrale augmente.

Rappelons que le gain de codage d'un code ST est le déterminant minimal de la différence de deux mots de code maximisé.

Récemment de nouvelles constructions de code ST algébrique ont été présentées dans [72, 85], pour  $N_t = 2$ , à partir de rotations réelles optimales au sens de la distance produit minimale. Ces derniers codes ont des déterminants minimaux discrets indépendants de l'efficacité spectrale.

Dans la suite nous ne détaillerons que la construction de code STBC orthogonale.

### III.2.5.3 Codes ST orthogonaux

Les codes ST orthogonaux sont des codes ST en blocs tels que les mots de code sont des matrices orthogonales ou unitaires [5]. Cette propriété permet un décodage linéaire de ces codes, c'est pourquoi elle est considérée comme leur point fort. Leur faiblesse est un rendement qui s'écroule lorsque le nombre d'antennes est grand [66]. Le code ST orthogonal ayant le plus grand rendement est le code d'Alamouti.

#### III.2.5.3.1. Code d'Alamouti

Alamouti dans [4] a construit un code ST remarquable, qui atteint la diversité maximale et a un rendement égal à 1 *symbole/uc*. Ce code est optimal pour deux antennes à l'émission et une antenne à la réception,  $N_t = 2, N_r = 1$ . Un mot de code s'écrit :

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{III. 7})$$

Avec  $s_1$  et  $s_2$  deux symboles d'information. Le vecteur reçu s'écrit [66]:

$$[y_1 \ y_2] = [h_1 \ h_2] \cdot \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} + [n_1 \ n_2] \quad (\text{III. 8})$$

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

$$\begin{cases} y_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1 \\ y_2 = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2 \end{cases} \quad (\text{III. 9})$$

Soient  $z = [y_1 \ y_2^*]^t$  et  $T = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}$ , on a alors

$$z = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 10})$$

Et

$$T^H \cdot z = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 11})$$

Étant donné que  $h_1$  et  $h_2$  sont décorrélés alors  $v_1$  et  $v_2$  le sont aussi. Une simple détection à seuil permet de retrouver les symboles  $x_1$  et  $x_2$ . Le détecteur ML se réduit donc à une détection à seuil. La diversité maximale est atteinte, et est égale à 2.

Le code d'Alamouti infini peut être obtenu par une construction algébrique. Soit l'algèbre des quaternions de Hamilton,  $H = D_{-1,-1}(R)$ , définie dans le chapitre I (def. 1.36) [66]. En prenant [66] :

$$i = \begin{bmatrix} i & 0 \\ 0 & i \end{bmatrix} j = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} k = ij = \begin{bmatrix} 0 & i \\ i & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 12})$$

$X \in H$  s'écrit

$$X = a + bi + cj + dk = \begin{bmatrix} a + ib & c + id \\ -(c - id) & a - ib \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{III. 13})$$

Avec  $a, b, c, d \in \mathfrak{R}$ ,  $s_1 = a + ib$  et  $s_2 = c + id$ .  $X$  est la version transposée du code d'Alamouti.

Le code d'Alamouti est l'unique code de rendement 1 *symbole/uc*, de rang plein sur un ensemble fini de  $\mathbb{C}$ . L'unicité de ce code est due au fait que l'algèbre des quaternions de Hamilton

est l'unique algèbre de division qui a comme sous-corps maximal le corps des nombres complexes [66].

Avec  $N_r = 1$ , le code d'Alamouti atteint la capacité maximale d'un système MIMO. Mais pour  $N_r > 1$ , le code n'exploite plus tous les degrés de liberté du système, il a une capacité équivalente à un système MIMO  $N_t' = 2N_r$  et  $N_r' = 1$ . Le code d'Alamouti n'est optimal que pour  $N_t = 2$  et  $N_r = 1$  [66].

### III.2.5.3.2. Les codes espace-temps en blocs de Tarokh :

Le code d'Alamouti à 2 antennes d'émission a été généralisé par Tarokh afin d'être appliqué à un nombre d'antennes d'émission plus élevé [93]. Tarokh a abouti à des codes espace temps pour trois et quatre antennes d'émission. Cependant ces codes ont l'inconvénient d'avoir un rendement de code  $R$  inférieur au rendement unitaire du code d'Alamouti. Ces codes se nomment  $\mathcal{G}_3$  et  $\mathcal{G}_4$ . Pour les codes de rendement  $R = 1/2$  pour respectivement trois et quatre antennes. Les codes  $\mathcal{H}_3$  et  $\mathcal{H}_4$  sont des codes de rendement  $R = \frac{3}{4}$ . Les matrices des codes  $\mathcal{G}_3$ ,  $\mathcal{G}_4$ ,  $\mathcal{H}_3$  et  $\mathcal{H}_4$  sont respectivement les suivantes [94]:

$$\mathcal{G}_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (\text{III. 14})$$

$$\mathcal{G}_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{III. 15})$$

$$\mathcal{H}_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 16})$$

$$\mathcal{H}_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} & -\frac{(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 17})$$

Le tableau III-1 est un tableau récapitulatif donnant pour chaque code espace-temps orthogonal le nombre de symboles  $N$ , le nombre de durées symboles  $T$ , le rendement  $R$ , et la modulation BPSK, QPSK, 8PSK ou 16QAM et de diversité théorique atteinte  $L$  des différents codes espace-temps en bloc orthogonaux d'Alamouti et de Tarokh pour différentes efficacités spectrales  $\eta = 1, 2$  et  $3$  bps/Hz.

	1×1	1×2	A12×1	A12×2	G3×1	G4×4	H3×1	H4×1
N	1	1	2	2	4	4	3	3
T	1	1	2	2	8	8	4	4
R=N/T	1	1	1	1	1/2	1/2	3/4	3/4
$\eta = 1$ bps/Hz	BPSK	BPSK	BPSK	BPSK	QPSK	QPSK	-	-
$\eta = 2$ bps/Hz	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	16-QAM	16-QAM	-	-
$\eta = 3$ bps/Hz	8-PSK	8-PSK	8-PSK	8-PSK	-	-	16-QAM	16-QAM
L	1	1	2	4	3	4	3	4

**Tableau III -1 :** Récapitulatif des performances des OSTBC d'Alamouti et de Tarokh pour différentes efficacités spectrales [94].

### III.3 Modèle mathématique du STBC de l'émission à la réception

Nous considérons un système de communication sans fil composé par  $N_t$  antennes d'émission et  $N_r$  antennes de réception, à chaque intervalle de temps  $t$ , les signaux  $C_t^i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N_t$  sont transmis simultanément par  $N_t$  antennes d'émission. Le canal est supposé être à évanouissement plat (flat fading) et les gains des trajets de l'antenne d'émission  $i$  à l'antenne de réception  $j$  est définie par  $h_{ij}$ . Les gains des trajets sont modélisés par une variable aléatoire gaussienne qui prend des échantillons complexes et indépendants [95].

A l'instant  $t$ , le signal  $y_t^j$  reçu à l'antenne  $j$  est donnée par [5] :

$$y_t^j = \sum_{i=1}^{N_t} h_{ij} C_t^i + n_t^j \quad (\text{III. 18})$$

Où les échantillons de bruit  $n_t^j$  sont des échantillons indépendants à une moyenne égale zéro modelée par une variable aléatoire gaussienne complexe.

Dans notre cas, on a étudié la performance du code STBC. Après que nous avons appliqué l'algorithme MV sur le signal reçu, ou le récepteur à ce cas calcule la décision métrique suivante [5]:

$$\sum_{t=1}^l \sum_{j=1}^{N_r} \left| y_t^j - \sum_{i=1}^{N_t} h_{ij} C_t^i \right|^2 \quad (\text{III. 19})$$

Sur tous les mots de code

$$C_1^1 C_1^2 \dots C_1^{N_t} C_2^1 C_2^2 \dots C_2^{N_t} \dots \dots C_l^1 C_l^2 \dots C_l^{N_t}$$

Et décidera en faveur le mot de code qui minimise la somme(III. 19).

#### III.3.1 Le codage

En se basent sur les travaux [4][5], le code STBC qui est défini par une matrice de transmission  $\mathcal{G}$  de taille  $P \times N_t$ . Les entrées de la matrice  $\mathcal{G}$  sont des combinaisons linéaires des variables suivants  $x_1, x_2, \dots, x_k$  et leur conjugués. Le nombre des antennes de transmission est  $N_t$  et nous utilisons habituellement ces antennes pour séparer les différents mots de code l'un de

l'autre. Comme exemple  $\mathcal{G}_2$  représente un code ou il utilise deux antennes d'émission et il est défini par la matrice suivante :

$$\mathcal{G}_2 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

Nous supposons la transmission en bande de base qui emploie un signal de constellation Avec  $2^b$  éléments. Dans le premier instant les bits arrivent au codeur STBC et ce dernier forme à partir des signaux de constellation  $s_1, \dots, s_k$  fournit par une tel modulation, des mots de code  $x_1, x_2, x_3, x_4$  (exemple  $\mathcal{G}_4$ ) de façon a constitué une matrice de codage composé par les symboles codé et leur conjugué sert a répété en temps et espace (antenne). Donc, tandis que  $\mathcal{G}$  contient des symboles indéterminés  $x_1, x_2, \dots, x_k$ .  $C$  constitué par des symboles de constellation spécifiques (ou leurs combinaisons linéaires) qui sont émis à partir des  $N_t$  antennes pour chaque kb bits comme suivant. Donc, tandis que  $\mathcal{G}$  contient des symboles indéterminés  $x_1, x_2, \dots, x_k$ .  $C$  constitué par des symboles de constellation spécifiques (ou leurs combinaisons linéaires) qui sont émis à partir des  $N_t$  antennes pour chaque *kb bits* comme suivant. Si  $C_t^i$  représente l'élément dans la  $t^{\text{ème}}$  rangé et la  $i^{\text{ème}}$  colonne de la matrice  $C$ . Les entrées de la matrice  $C_t^i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N_t$  sont transmises simultanément par les  $1, 2, \dots, N_t$  antennes de transmission dans chaque instant d'envoi  $t = 1, 2, \dots, p$ . La  $i^{\text{ème}}$  colonne de  $C$  représente les symboles transmis par  $i^{\text{ème}}$  antenne et  $t^{\text{ème}}$  rangé du  $C$  représente les symboles transmis à l'intervalle de temps  $t$ . Noter que  $C$  est défini en utilisant  $\mathcal{G}$  et l'orthogonalité des colonnes du  $\mathcal{G}$  permet un décodage simple. Cependant  $p$  instants d'envoi sont utilisés pour transmettre  $k$  symboles (avec répétition), comme montre les deux matrices ci-dessus du code OSTBC  $\mathcal{G}_2$ , et  $\mathcal{G}_4$ . Nous définissons le taux  $R$  du code par:  $R = K/p$ .

Dans notre travail, nous avons étudiés la performance des deux matrices de code  $\mathcal{G}_4$  (OSTBC) et deuxième matrice  $\mathcal{G}'$  d'un code STBC non orthogonal. Les résultats de simulations de comparaison en BER entre les deux matrices de code seront présentés dans la section III.4.2.

### III.3.2 Algorithme du décodage par MV

Le décodeur vraisemblance maximale du STBC peut être obtenue en utilisant un traitement linéaire au récepteur. Et nous l'illustrons ça par quelques exemples :



La première matrice de code  $\mathcal{G}_2$  qui a été proposé dans [4] utilise la matrice de transmission. Supposons qu'il y a  $2^b$  des signaux dans la constellation.

Dans le premier instant  $2b$  bits arrivent au codeur et sélectionne deux symboles complexes  $x_1$  et  $x_2$ . Ces symboles sont transmis simultanément par la première antenne et la deuxième, respectivement. Dans le deuxième instant, les signaux  $-x_2^*$  et  $x_1^*$  sont transmis simultanément par la première antenne et la deuxième, respectivement.

La détection par MV sert à minimiser la décision métrique suivante [5]:

$$\sum_{j=1}^{N_r} \left( |r_1^j - h_{1j} x_1 - h_{2j} x_2|^2 + |r_2^j + h_{1j} x_2^* - h_{2j} x_1^*|^2 \right) \quad (\text{III. 21})$$

Sur toutes les valeurs possibles  $x_1$  et  $x_2$ . Notez qu'en raison de la nature du canal qui est quasi statique, ou les gains des différents trajets sont constant sur la durée de transmission du  $x_1$  et  $x_2$ . Les valeurs minimum sont les symboles reçue estimés du  $x_1$  et  $x_2$ , respectivement.

Nous étendons la relation qui est en dessus et supprimons les termes qui sont indépendants des mots de code et nous observons que la décision métrique de minimisation qui est en dessus est équivalente la décision de minimisation suivante:

$$\begin{aligned} - \sum_{j=1}^{N_r} \left[ y_1^j h_{1j}^* x_1^* + (y_1^j)^* h_{1j} x_1 + y_1^j h_{2j}^* x_2^* + (y_1^j)^* h_{2j} x_2 - y_2^j h_{1j}^* x_2 - (y_2^j)^* h_{1j} x_2^* + y_2^j h_{2j}^* x_1 \right. \\ \left. + (y_2^j)^* h_{2j} x_1^* \right] + (|x_1|^2 + |x_2|^2) \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^2 |h_{ij}|^2 \end{aligned} \quad (\text{III. 22})$$

Les calculs ci-dessus se décomposent par deux parties, dont l'une est dépend que de  $x_1$

$$- \sum_{j=1}^{N_r} \left[ y_1^j h_{1j}^* x_1^* + (y_1^j)^* h_{1j} x_1 + y_2^j h_{2j}^* x_1 + (y_2^j)^* h_{2j} x_1^* + x_1^2 \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^2 |h_{ij}|^2 \right] \quad (\text{III. 23})$$

Et que l'autre terme est en fonction que de  $x_2$

$$- \sum_{j=1}^m \left[ y_2^j h_{2j}^* x_2^* + (y_1^j)^* h_{2j} x_2 - y_2^j h_{1j}^* x_2 - (y_2^j)^* h_{1j} x_2^* + |x_2|^2 \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^2 |h_{ij}|^2 \right] \quad (\text{III. 24})$$

Par conséquent, la minimisation dans (III. 21) est équivalent de minimiser ces deux parties séparément. Tout cela menait à la minimisation de la décision métrique suivante :

$$\left| \left[ \sum_{j=1}^{N_r} (y_1^j h_{1j}^* + (y_2^j)^* h_{2j}) \right] - x_1 \right|^2 + \left( -1 + \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^2 |h_{ij}|^2 \right) x_1^2 \quad (\text{III. 25})$$

Pour la détection du  $x_1$ . Et la décision métrique suivante

$$\left| \left[ \sum_{j=1}^{N_r} (y_1^j h_{2j}^* - (y_2^j)^* h_{1j}) \right] - x_2 \right|^2 + \left( -1 + \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^2 |h_{ij}|^2 \right) x_2^2 \quad (\text{III. 26})$$

Pour la détection du  $x_2$ . Ce décodage pour  $\mathcal{G}_2$  a été décrit dans [4].

De même, le décodage pour  $\mathcal{G}_3$ ,  $\mathcal{G}_4$ ,  $\mathcal{H}_3$  et  $\mathcal{H}_4$  peut être dérivée dans [5].

Dans la suivante, Nous donnerons le détaille sur le décodage pour  $\mathcal{G}_4$  ou le décodeur dans ce cas minimise la décision métrique suivante pour décoder  $x_1$  :

$$\left| \left[ \sum_{j=1}^{N_r} (y_1^j h_{1j}^* + r_2^j h_{2j}^* + y_3^j h_{3j}^* + y_4^j h_{4j}^* + (y_5^j)^* h_{1j} + (y_6^j)^* h_{2j} + (y_7^j)^* h_{3j} + (y_8^j)^* h_{4j}) \right] - x_1 \right|^2 + \left( -1 + 2 \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^4 |h_{ij}|^2 \right) x_1^2 \quad (\text{III. 27})$$

La décision métrique pour décoder  $x_2$  est :

$$\left| \left[ \sum_{j=1}^{N_r} (y_1^j h_{2j}^* - y_2^j h_{1j}^* - y_3^j h_{4j}^* + y_4^j h_{3j}^* + (y_5^j)^* h_{2j} - (y_6^j)^* h_{1j} - (y_7^j)^* h_{4j} + (y_8^j)^* h_{3j}) \right] - x_2 \right|^2 + \left( -1 + 2 \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^4 |h_{ij}|^2 \right) x_2^2 \quad (\text{III. 28})$$

La décision métrique pour décoder  $x_3$  est :

$$\left[ \left| \sum_{j=1}^{N_r} \left( y_1^j h_{3j}^* + y_2^j h_{4j}^* - y_3^j h_{1j}^* - y_4^j h_{2j}^* + (y_5^j)^* h_{3j} + (y_6^j)^* h_{4j} - (y_7^j)^* h_{1j} - (y_8^j)^* h_{2j} \right) \right| - x_3^2 \right. \\ \left. + \left( -1 + 2 \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^4 |h_{ij}|^2 \right) x_3^2 \right] \quad (\text{III. 29})$$

Et la décision métrique pour décoder  $x_4$  est :

$$\left[ \left| \sum_{j=1}^{N_r} \left( -y_1^j h_{4j}^* - y_2^j h_{3j}^* + y_3^j h_{2j}^* - y_4^j h_{1j}^* - (y_5^j)^* h_{4j} - (y_6^j)^* h_{3j} + (y_7^j)^* h_{2j} - (y_8^j)^* h_{1j} \right) \right| \right. \\ \left. - x_4^2 + \left( -1 + 2 \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^4 |h_{ij}|^2 \right) x_4^2 \right] \quad (\text{III. 30})$$

### III.4 Résultats de simulation

Après avoir implémenté les blocs numériques constituant le modèle mathématique du code OSTBC utilisé dans cette thèse sur Matlab. Nous avons procédé à des simulations en utilisant différentes configuration de MIMO. Trois objectifs se profilent pour ces simulations comme nous allons voir dans cette section.

En générant au début une séquence binaire aléatoire, afin de générée sur celle-ci la modulation QPSK, les symboles fournis sont formés les mots de code soit de la matrice de code STBC non orthogonal, et autre fois les mots de code de la matrice  $\mathcal{G}_4$  de code STBC orthogonale. Le canal considéré dans notre simulation est un canal de Rayleigh (flat fading) qui est modélisé par une variable aléatoire de type gaussienne qui sera multiplié par les éléments qui composent les deux matrices de code STBC non orthogonal et orthogonal. Au niveau de réception, on va prendre en compte le bruit ajouté sur le signal reçu qui est modélisé aussi par une variable aléatoire gaussienne.

Dans la réception le décodage a été fait par l'algorithme MV qui va nous extraire les différents mots de code  $x_1, x_2, x_3, x_4$  de la matrice STBC comme nous avons décrit précédemment par des calculs mathématique (décodage du  $\mathcal{G}_4$ ) , après la démodulation QPSK a été appliqué afin d'extraire les suites des symboles  $s_1, s_2, s_3, s_4$ , ensuite on revient à la séquence initiale avec erreurs sur laquelle on calcule le BER par une comparaison bit par bit entre les deux vecteurs du séquence généré au début et la séquence estimé a la réception a chaque valeur de SNR ( du  $SNR_{min}$  au  $SNR_{max}$  ).

Les résultats obtenus présentés comme suit :

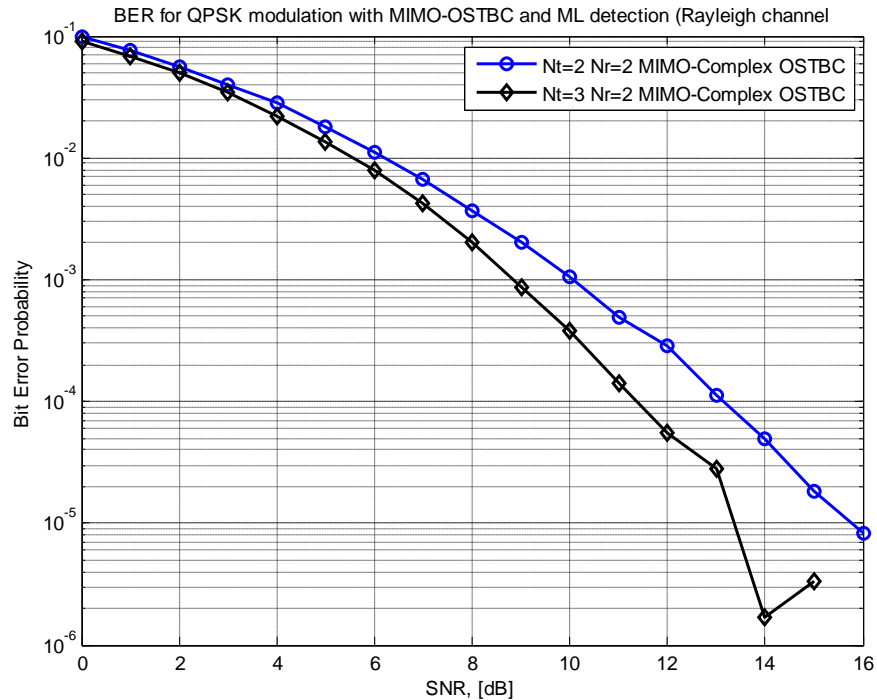
Premièrement, nous allons voir l'influence du nombre d'antennes dans l'émission comme dans la réception sur la performance de code STBC orthogonal simulé afin de tracer le BER en fonction du SNR. Les résultats obtenus dans cette partie, nous ont permis de voir l'effet de la diversité spatiale de l'émission et de la réception (sur le BER du code OSTBC). Ensuite, nous avons les courbes de performance en BER du code OSTBC obtenu après l'implémentation de différentes configurations MIMO.

Deuxièmement, nous allons présenter une comparaison entre les deux codes dans les différentes architectures du MIMO (SISO, SIMO, MISO, et MIMO), et la différence remarquable du BER obtenus par le code OSTBC par rapport au code NOSTBC.

Troisièmement, on va voir la différence dans la performance du code OSTBC, entre les différentes tailles de constellation de la modulation PSK utilisé lors de la simulation.

Ces résultats nous vont permettre de voir la performance deux types de codes dans un canal sans fil (distribution de Rayleigh qui va prendre en compte l'effet des obstacles sur le signal propagé ou il n'y a pas une vue directe entre les antennes d'émission et de réception).

### III.4.1 Les performances du code OSTBC



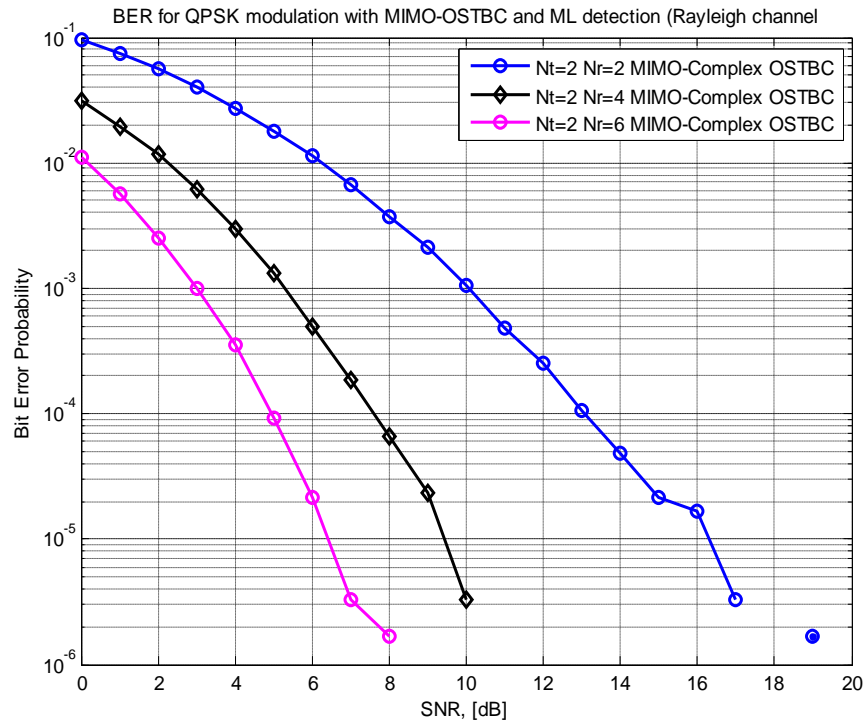
**Figure III.5** Taux d'erreur binaire en fonction du SNR (dB) du  $N_t \times 2$  MIMO-OSTBC

Dans les résultats affichés sur la figure ci-dessus, nous avons tracé le taux d'erreurs binaire en fonction du SNR, respectivement, ( $N_t = 2$ ,  $N_r = 2$ ) et du ( $N_t = 3$ ,  $N_r = 2$ ). L'utilisation de  $N_t = 3$  engendre des performances plutôt bonnes, par rapport à  $N_t = 2$ . Par ailleurs, les résultats montre plus SNR augmente plus l'écart entre les courbes de performance des  $N_t = 2$  et  $N_t = 3$  augmente. Ce qui montre concrètement l'intérêt de la diversité spatiale en émission.

La raison de cette différence vient de :

Le nombre des instants différents dans la transmission (diversité temporelle) du même symbole et le nombre de trajets suivie de chaque symbole lors de sa transmission, celle-ci nous donne le nombre d'arrivés du même symbole. Par  $N_t = 2$  chaque symbole parmi ( $x_1, x_2, x_3, x_4$ ) de la matrice  $\mathcal{G}_4$  va transmettre en 4 instants différents (exemple :  $x_1$  va transmettre à  $t = 1, 2, 5, 6$ ) et dans chaque instant d'envoi le symbole suit 2 trajets ( $N_r = 2$ ), celui-ci donnera 8 copies du même symbole dans la réception. Par contre  $N_t = 3$  donne 12 copiés du même symbole (chaque symbole de la matrice  $\mathcal{G}_4$  transmettra en 6 temps différents, exemple  $x_1$  va

transmettre à  $t = 1, 2, 3$  et leur conjugué va transmettre à  $t = 5, 6, 7$ ). La différence de 4 copies du symbole permet à  $N_t = 3$  de faire une différence dans le BER simulé.



**Figure III.6** Taux d'erreur binaire en fonction du SNR (dB) du  $2 \times N_r$  MIMO-OSTBC

Les courbes affichées dans la figure III.6 nous montrent la performance de la diversité spatiale dans la réception avec simulation de 3 cas ( $N_r = 2, 4, et 6$ ) et nous avons fixé  $N_t$  à 2 antennes.

Une différence remarquable est constatée cette fois-ci lorsque l'on ajoute 2 antennes puis 4 antennes dans la réception.

Dans les résultats de simulation, la différence en BER augmente entre  $N_r = 2$  et  $N_r = 4$  et même entre  $N_r = 2$  et  $N_r = 6$  lorsque la puissance augmente.

Exemple sur cette comparaison :

A SNR=4, BER donnée par  $N_r = 2$  est  $10^{-1.5}$  et  $10^{-2.5}$  par  $N_r = 4$  et  $10^{-3.5}$  par  $N_r = 6$  .

A SNR=10, BER donnée par  $N_r = 2$  est  $10^{-2.3}$  et  $10^{-4.2}$  par  $N_r = 4$  et  $10^{-5.8}$  par  $N_r = 6$

Suite à cet exemple, on voit bien que le nombre d'antennes dans la réception ( $N_r = 4$ , et 6) par rapport à  $N_r = 2$  peut donner une performance importante si la puissance augmente.

D'autre façon, l'augmentation du nombre d'antennes dans la réception nous permettra de gagner un gain important dans la puissance d'arrivée à la performance souhaitée.

On peut exprimer la raison de cette amélioration de la façon suivante :

Dans les 03 architectures  $N_t = 2$  signifie que le nombre des instants d'envoi (la diversité temporelle) pour chaque symbole de la matrice  $(x_1, x_2, x_3, x_4)$  est 4. Comme exemple, à  $t = 1, 2$  puis à  $t = 5, 6$ , les deux antennes du  $N_t$  envoient  $x_1, x_2$  respectivement. Et à  $t = 3, 4$  puis à  $t = 7, 8$  les deux antennes ainsi envoient  $x_3, x_4$  respectivement.

Mais avec l'exploit de  $N_r$  différent, la différence dans le nombre d'arrivé du même symbole de chaque symbole  $(x_1, x_2, x_3, x_4)$  est différent aussi, celle-ci est montrée dans l'explication suivante :

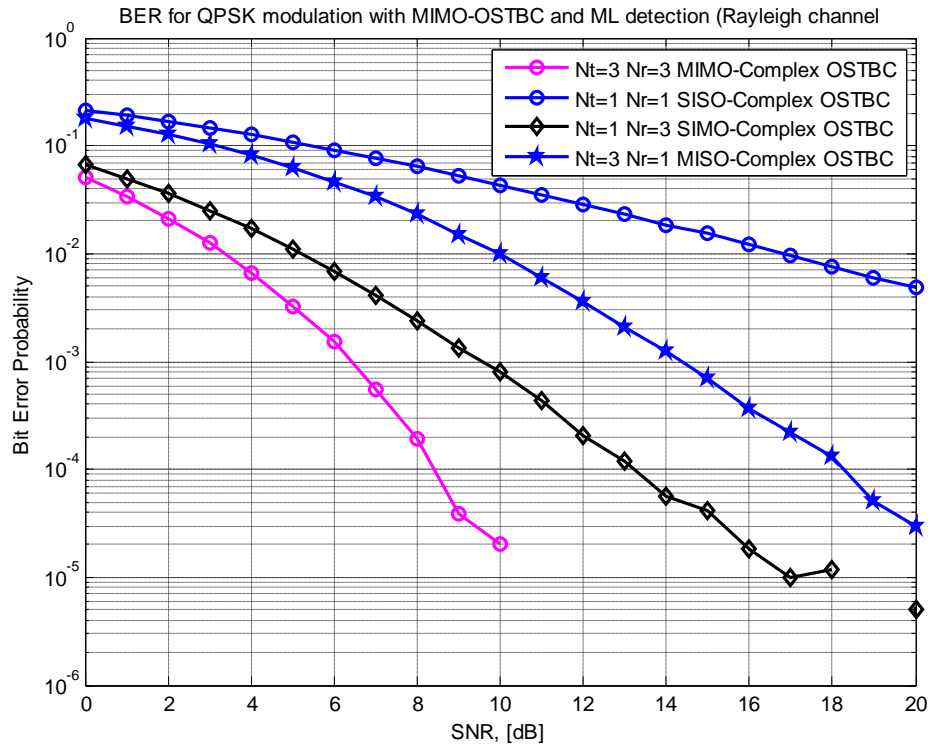
$N_r = 2$  : Chaque symbole arrivera 8 fois, après que ce dernier suit 2 chemins différents dans chaque instant d'envoi ( $t \times l = 4 \times 2 = 8$ ).

$N_r = 4$  : Chaque symbole arrivera 16 fois, après que ce dernier suit 4 chemins différents dans chaque instant d'envoi ( $t \times l = 4 \times 4 = 16$ ).

$N_r = 6$  : Chaque symbole arrivera 24 fois, après que ce dernier suit 6 chemins différents dans chaque instant d'envoi ( $t \times l = 4 \times 6 = 24$ ).

La différence dans le nombre d'arrivés (de réception) va permettre au  $N_r = 4, 6$  par rapport à  $N_r = 2$  de donner de meilleur résultat suite le montre la figure précédente III.6

Donc, la réception avec un grand nombre d'antennes donne au maximum de vraisemblance un nombre important du même vecteur reçu estimé. Ce qui va permettre de sélectionner la séquence de bits moins erronée (moins affecté par l'évanouissement).

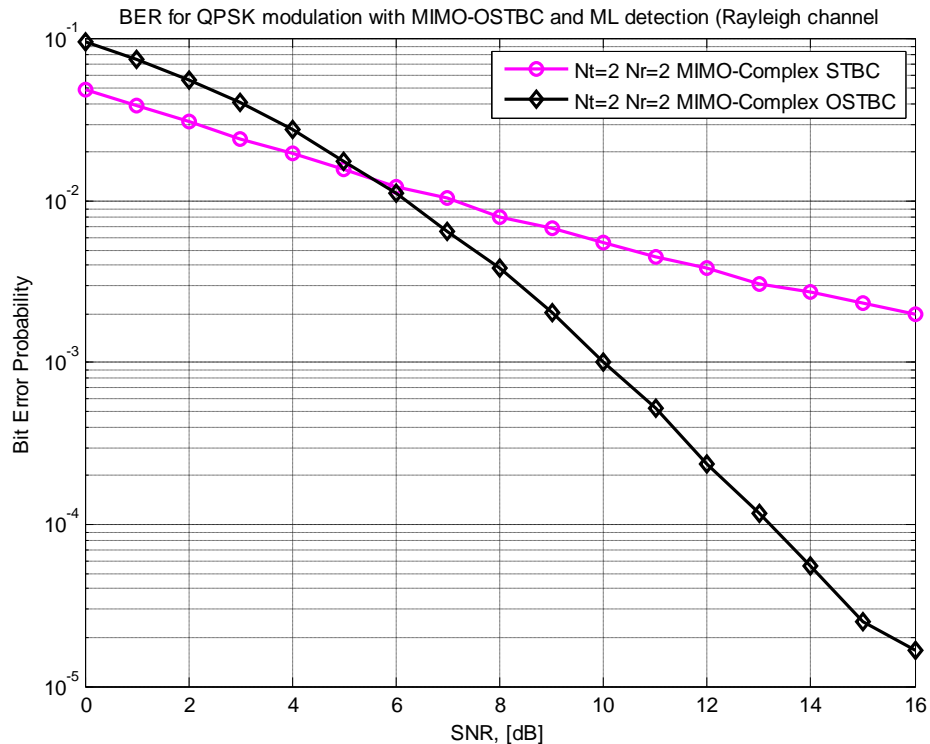


**Figure III.7** Comparaison du TEB en fonction du SNR (dB) de l'OSTBC entre SISO, SIMO, MISO, MIMO

Nous comparons dans la figure III.7 les résultats du BER des 4 architectures de MIMO (SISO, MISO, SIMO, MIMO). L'architecture MIMO possède de meilleures performances, ensuite viennent les architectures SIMO MISO et SISO successivement. Nous remarquons aussi l'écart entre les courbes des performances du code OSTBC pour les 4 architectures. Nous pouvons conclure que l'architecture MIMO est meilleur en performance, car elle a un nombre de duplications important dans l'envoi du même symbole et même un nombre d'arrivées grand du même symbole avec l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception.



### III.4.2 Comparaison entre NOSTBC et OSTBC

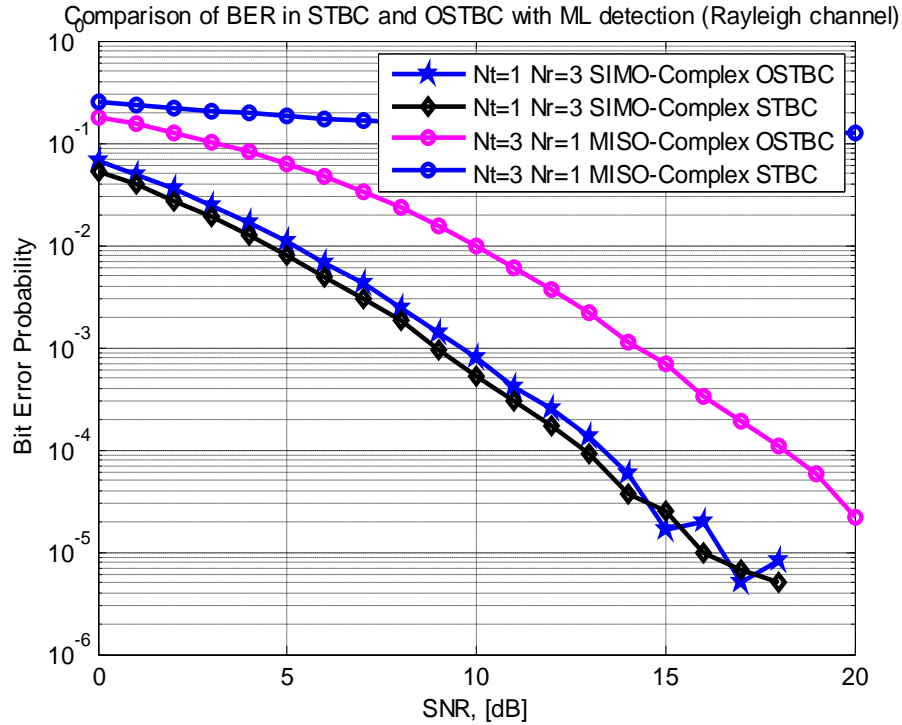


**Figure III.8** Comparaison dans le taux d'erreur binaire en fonction du SNR (dB) entre OSTBC et NOSTBC dans MIMO

La comparaison est montrée dans la figure ci-dessus, entre le code orthogonal STBC et non orthogonal STBC dans l'architecture MIMO ( $N_t = 2, N_r = 2$ ).

Une dégradation importante a été affichée par NOSTBC par rapport OSTBC. Nous avons obtenus un BER =  $10^{-5.8}$  pour l'OSTBC et un BER =  $10^{-2.8}$  pour l'NOSTBC à un SNR = 16.

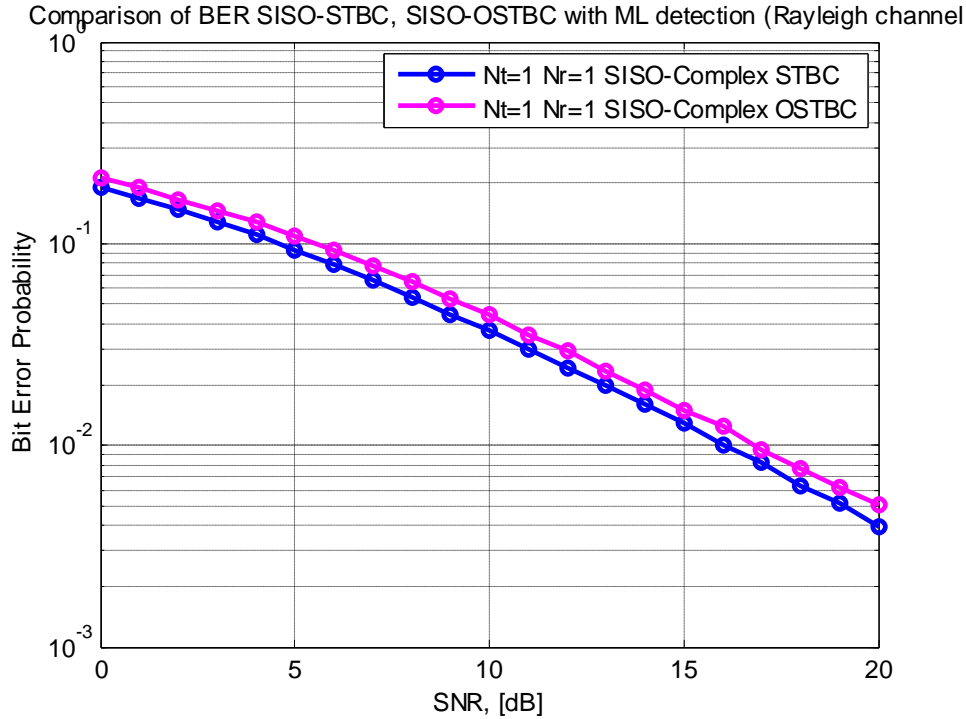
Dans le code NOSTBC, le nombre de répétitions dans l'envoi du symbole n'a pas été respecté par perte de l'orthogonalité dans la matrice codée (c'est-à-dire, la répétition du même symbole dans l'envoi était aléatoire), ce qui rend le décodage par MV dans NOSTBC un peut difficile, et cette dernière (MV) a eu moins de chance pour choisir un vecteur moins erronée.



**Figure III.9** Comparaison dans le taux d'erreur binaire en fonction du SNR (dB) entre OSTBC et NOSTBC dans SIMO et MISO

La figure III.9, montre une comparaison entre les deux types de code orthogonal et non orthogonal du STBC présentée une fois dans la configuration SIMO ( $N_t = 1$ ,  $N_r = 3$ ) et autre fois dans la configuration MISO ( $N_t = 3$ ,  $N_r = 1$ ). Nous observons que dans SIMO les deux codes présentent presque la même performance, c'est-à-dire même envoi aléatoire avec le code NOSTBC dans la répétition du même symbole, celui-ci va être reçu avec  $N_r$  copie (3 fois avec  $N_r = 3$ ), cette procédure est similaire avec le code OSTBC.

Par contre, le code NOSTBC perd une grande performance avec la configuration MISO, la répétition aléatoire dans l'envoi ne permettra pas au code NOSTBC d'atteindre une performance acceptable. La raison est qu'un symbole est répété plus que d'autre avec NOSTBC, ce qui signifie un symbole arrivera avec plusieurs copies que d'autres (parce que  $N_r = 1$ ), celles-ci ne permettront pas au MV d'extraire tous les mots de code avec erreur équivalents, ce qui fait une influence sur le vecteur total estimé après décodage par MV.

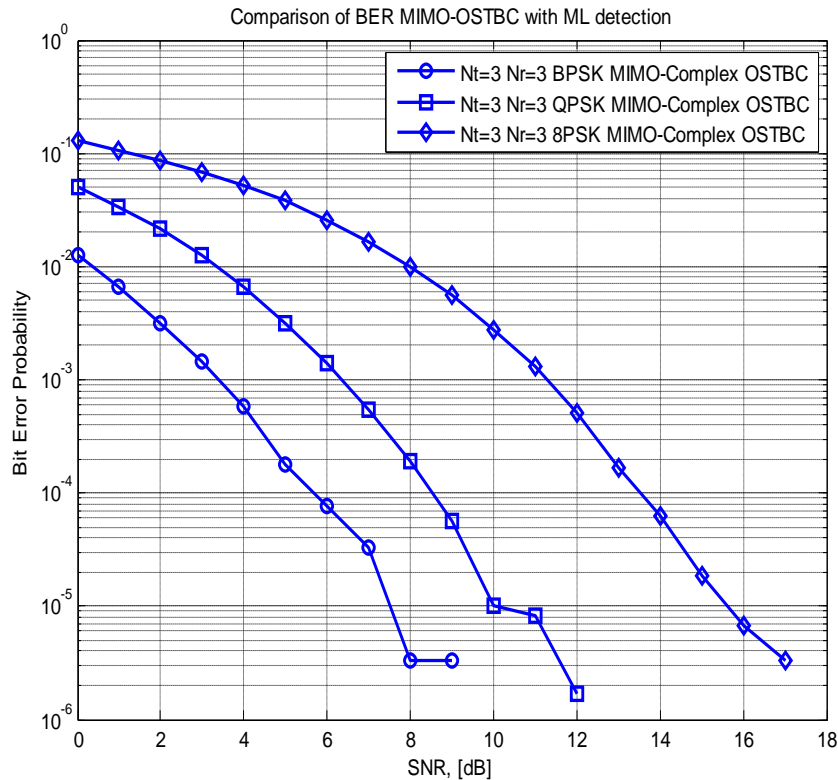


**Figure III.10** Comparaison dans le taux d'erreur binaire en fonction du SNR (dB) entre OSTBC et NOSTBC dans SISO

La comparaison entre les deux codes NOSTBC et OSTBC est simulée cette fois dans la figure III. 10 avec l'architecture SISO. Les résultats trouvés montrent que les deux codes ont presque la même performance, parce que l'orthogonalité n'a aucun sens cette fois-ci avec SISO. La raison, une seule colonne ( $N_t = 1$ ) est exploitée dans la transmission de tous les mots code  $x_1, x_2, x_3, x_4$  et une seule dans la réception pour chaque mot de code (car  $N_r = 1$ ). C'est pour cette raison, il n'a eu aucune différence entre les deux codes dans le BER fournit.

#### III.4.3 Effet de la taille de constellation des modulations sur OSTBC

Les courbes de taux d'erreurs binaire (BER) pour différentes tailles des constellations (M-PSK) pour le STBC 3×3 sont illustrées dans la figure suivante III.11. En effet, les bits sont transmis sous forme de symboles et non tel quel. Le nombre de bits dans chaque symbole désigne la taille de la constellation. Par conséquent, plus cette taille sera grande et plus le débit utile sera élevé et vice-versa. La modulation 8-PSK contient 3 bits/symbole, puis la modulation QPSK soutient 2 bits/symbole au lieu des 1 bit/symbole de la modulation BPSK.



**Figure III.11** Influence de la taille des constellations sur le BER du système OSTBC 3×3.

Suite à ces résultats, on voit bien que la modulation BPSK (1bit/symbole) commence à fournir un taux d'erreur binaire faible même avec SNR faible (exemple : à SNR=3, BER  $\approx 10^{-3}$ ) et le BER continue à réduire jusqu'à atteindre  $10^{-5.7}$  à SNR=8. Mais, plus la taille de la constellation augmente, plus le BER simulé augmente (la performance réduite) par QPSK, puis vient la performance résultante par 8-PSK.

Si l'on va prendre la valeur BER =  $10^{-3.2}$ , cette performance a été obtenue à SNR=4 par BPSK, QPSK nécessite 3 dB de plus pour arriver à cette valeur de BER, ensuite 8-PSK nécessite 8 dB de plus pour atteindre la même valeur de BER. Donc, il est clair un important gain en puissance a été gagné par BPSK par rapport QPSK puis par rapport 8-PSK.

On peut interpréter ceci de la manière suivante :

Quand le symbole de modulation devient grand comme le cas QPSK (2bits/symbole) ensuite 8-PSK (3bits/symbole), en plus, les symboles émis ont des valeurs de plus en plus proches. Il est

alors difficile au niveau du récepteur de discriminer entre 2 valeurs entachées d'erreurs dues au bruit. Cela résulte par la diminution de la distance euclidienne entre les différents états pour des constellations de tailles croissantes.

### **III.5 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté et détaillé les codes ST en blocs. Dans un premier temps, nous avons vu les différents critères de construction, suivi de la présentation des différentes classes de code spatio-temporelle 'Codes ST en Treillis et Code temps-espace en blocs (STBC)'. Ce dernier a été beaucoup étudié dans la littérature d'après le travail d'Alamouti [4] qui a été généralisé après par Tarokh dans [5]. Dans un deuxième temps, nous avons présenté notre étude qui s'inspire du travail de recherche de Tarokh. Nous nous sommes intéressés dans nos simulations, à l'étude de la diversité spatiale en émission et en réception, avec comparaison dans les différentes architectures MIMO. Après nous avons comparé les résultats trouvés par le code OSTBC avec un code non orthogonal. L'association de code STBC avec la modulation multi porteuse sera présentée dans le chapitre suivant.

## **Chapitre IV : L'association de STBC-OFDM dans un canal MIMO sans fil**

## **IV.1 Introduction**

L'utilisation d'antennes multiple en émission et en réception connu sous le nom système MIMO peut implémenter l'OSTBC comme méthode de codage des données pour fournir la diversité spatiale et temporelle. L'un des systèmes populaires de diversité en émission a été proposé par Alamouti [4]. STBC, c'est une technique de codage conçue pour l'utilisation d'un système MIMO pour améliorer les performances par la maximisation du gain de diversité ou gain de codage à travers des antennes multiples sur de multiples durées de symbole et leur utilisation aussi pour augmenter le taux de données [96].

Alamouti a proposé une technique de codage pour deux antennes en émission dans [4] et un ou deux antennes de réception. STBC est une simple technique qui donne un ordre de diversité plein et améliore la fiabilité de transmission qui a été obtenue par le codage de données à travers l'espace et le temps [96].

Les auteurs dans [5] ont proposé une structure nouvelle du OSTBC à partir de généralisation du schéma de transmission d'Alamouti pour plus de deux antennes en émission avec un taux de codage moins de 1 et qui permettra d'arriver à une diversité spatiale pleine qui a promis par le MIMO. Ces codes généralisés sont susceptibles de décoder simplement par un algorithme de décodage MV (Maximum de Vraisemblance) basé sur un processus linéaire en réception. C'est un ensemble de techniques de conception des signaux pratiques qui se rapproche aux limites de capacité théorique des systèmes MIMO.

Par conséquent, l'association de l'OSTBC avec la modulation multi porteuse OFDM devient un domaine de recherche intéressant et un défi pour les systèmes sans fil qui nécessitent un taux de données élevé [97]. De plus, cette association est implémentée dans la couche physique des systèmes de communications modernes comme WiFi, WiMax, LTE [6], pour avoir un gain de diversité convenable et une faible complexité de codage et décodage. Cependant, dans [91] les auteurs ont examiné la combinaison du STBC-OFDM pour réduire l'effet de l'évanouissement sur le signal transmis et d'arriver à une qualité de signal bonne à travers un gain de diversité. Dans [8] OSTBC-OFDM a été étudié aussi pour un ordre de modulation PSK élevé. Dans ce contexte, nous allons présenter dans ce chapitre au début les avantages et les inconvénients de la modulation multi porteuse OFDM, MIMO et STC. Après, nous allons voir le modèle mathématique des systèmes SISO-OFDM, MIMO-OFDM, et

STBC-OFDM qui fait l'objet de notre travail. Nous allons aussi présenter le modèle mathématique de la chaîne de transmission de ce système, et ensuite le simuler sous Matlab.

## **IV.2 Les avantages de l'OFDM**

L'OFDM a quelques propriétés utiles inhérentes par rapport aux systèmes de modulation mono porteuse dans les communications sans fil. Des raisons importantes vont permettre à l'OFDM d'évoluer et de prendre une grande popularité dans nos jours et dans les futures réseaux sans fil qui seront présentés dans cette section [98, 99].

### ***i- L'étalement de délai d'un multi trajets :***

L'OFDM est hautement protégé contre l'étalement du délai à trajets multiples et l'interférence entre symbole causé par le canal radio. Comme la durée de symbole est longue (haut taux de donnée) et est convertit en plusieurs symboles OFDM suite au nombre de sous porteuse (en bas taux de données), l'influence de l'étalement du délai est réduite par le même facteur. En plus, l'introduction du temps de garde, ou le concept de cyclique préfixe. Interférence entre symbole (ISI) et interférence entre sous porteuse (ICI) est supprimé complètement [98, 99].

### ***ii- La protection dans un canal sélectif en fréquence :***

Si le canal est considéré sélectif en fréquence, nous avons besoin d'une technique d'égalisation complexe dans la réception pour le cas de modulation mono porteuse. Cependant, dans le cas de l'OFDM, la bande passante disponible est divisée en un nombre de sous porteuse orthogonale aux intervalles étroits, celles-ci sont considérées des sous canaux à évanouissement plat.

Par conséquent, nous pouvons supposer que, par l'évanouissement plat des sous porteuses, l'association d'un canal sous porteuse en ce qui concerne gain / phase peut changer. A l'extrémité de réception, chaque sous porteuse a seulement besoin de rencontrer la pondération du canal gain / phase. Dans le cas énorme de la distorsion d'amplitude, une simple égalisation peut être suffisant pour corriger la distorsion dans chaque sous porteuse [98, 99].

### ***iii- haute efficacité spectrale :***

En permettant le chevauchement entre les sous porteuses d'OFDM dans le domaine fréquentiel, il est possible d'atteindre une haute efficacité spectrale. En même temps,



d'améliorer ICI pour la démodulation des sous porteuses ou elles sont orthogonales entre elles. Pour un nombre de sous porteuse données, la bande passante totale est déterminée dans [98, 99].

$$B_c = \frac{(N_c + 1)}{T_u} \quad (IV. 1)$$

Ou,  $T_u$  est la durée de sous porteuse qui est égale la duré d'un symbole OFDM.

Dans le cas d'un grand nombre du  $N_c$ , la bande passante complète devra être calculée par [98, 99].

$$B_c \approx \frac{N_c}{T_u} \quad (IV. 2)$$

En d'autre part, la bande passante par une transmission série de même message est donnée par [98, 99].

$$B_c \approx \frac{2N_c}{T_u} \quad (IV. 3)$$

Donc, ceci permet d'atteindre un gain spectral approximativement égal à cent pour cent dans OFDM en comparaison au cas de transmission série par une seule porteuse.

#### *iv- Efficacités de modulation et démodulation*

La modulation et démodulation des sous porteuses sont faites en utilisant les méthodes d'IFFT et FFT respectivement. Par la modulation et démodulation dans le domaine temporel, on évite la nécessité de garantir la stabilisation haute fréquence de l'oscillateur [98, 99].

### **IV.3 Les inconvénients de l'OFDM**

#### *i- Puissance de crête-puissance moyenne(PAPR) élevé :*

La transmission par OFDM est une technique qui montre un rapport entre puissance de crête et puissance moyenne. Il y a un problème de sortie énorme du signal envoyée. Le signal d'OFDM est essentiellement combiné par les variables aléatoires du  $N_c$ , dont chacune des fréquences porteuses pouvant être considérée comme des signaux modulés complexe. Dans certains cas, les composants du signal avec même phase ajoutées les unes aux autres produisent une sortie importante. Parfois, ils s'annulent, résultant un zéro en sortie. Par conséquent, le PAPR est très grand, ce qui accroît la complexité de conversion de

l'analogique en numérique et du numérique en analogique et réduit l'efficacité de l'amplificateur RF.

Dans chaque durée de symbole, le PAPR du signal OFDM  $S(t)$  peut être définie comme :

$$PAPR = \frac{1}{P_{av}} \max_{0 \leq t \leq OF} |s(t)|^2 \quad (IV. 4)$$

Ou  $s(t)$  est le signal complexe de sortie en série, et  $P_{av}$  est sa moyenne. De nombreuses techniques ont été proposées de réduire ce PAPR, tel que l'écrêtage, et les méthodes de codage [98, 100].

### ***ii- Synchronisation :***

L'une des problématiques de la réception est comment faire un bon échantillonnage du signal d'entrée. Si vous utilisez une séquence d'échantillonnage mauvaise dans le bloc de l'FFT, les données reçues ne seront pas reconstituées correctement sur les porteuses. Si le signal envoyé est vraiment dans le domaine de temps cyclique de l'utilisation de l'FFT, le décalage temporel peut être correctement appliqué par une quantité connue pour modifier toute les phases des porteuses. Ceci est dû au théorème de changement en temps de la théorie de convolution. D'ailleurs, l'effet de changement en temps, n'est pas que le changement en phase ajouté, mais ISI est ajouté aussi avec les symboles proches.

Cette interférence peut être difficile à réduire le niveau de réception. Pour d'obtenir une bonne synchronisation, il est nécessaire d'ajouter des symboles OFDM nulle [98].

### ***iii- sensibilité au bruit de phase, décalage de temps et de fréquence :***

Le bruit de phase et le décalage de fréquence du récepteur OFDM peut produire une quantité importante de l'ICI. Le décalage de temps peut résulter par l'interférence entre symboles et l'interférence entre sous porteuses à la réception, ou les frontières d'un symbole OFDM ne sont pas identifiées correctement. Le décalage sur les fréquences porteuses en niveau de réception est introduit par l'effet Doppler. L'erreur de décalage de fréquence peut endommager l'orthogonalité des sous porteuses [98, 101]. Ceux-ci sont les pires choses dans l'OFDM en comparaison avec système mono porteuse, les méthodes d'estimation de fréquence et de phase peuvent aider à éliminer l'utilisation de ces effets [98-100].

### ***iv – Grande complexité :***

Plus d'avantages, impliquent absolument plus de degrés de complexité pour les systèmes OFDM qui sont adoptés dans les différentes applications sans fil [98, 102].

**V - Système OFDM plus coûteux (Émetteur et Récepteur) :**

Puisque des composants plus compliqués sont utilisés lors de la configuration d'un système OFDM pour d'obtenir une bonne performance. Le coût moyen pour relier l'émetteur et le récepteur sera relativement augmenté [98, 99].

**IV.4 Les avantages de la technologie MIMO**

Les avantages les plus importants de la technologie MIMO sont le gain du réseau, gain de diversité spatiale, gain de multiplexage spatial, et la suppression d'interférence [98, 103, 104].

***i- Gain du réseau:***

Le gain du signal radio de réception du réseau d'antennes est mesuré selon un SNR élevé dans la réception en raison de l'effet de combinaison cohérente du système sans fil. Le gain du réseau permet d'augmenter la résistance contre le bruit ce qui améliore la plage de couverture du réseau sans fil. L'amélioration peut être obtenue avec la gestion des extrémités de transmission et de réception des signaux,

***ii- Gain de diversité spatiale:***

Dans un système sans fil, les puissances de signal reçu sont des fluctuations aléatoires. La diversité est un moyen efficace pour lutter contre l'évanouissement et fournir au récepteur de multiple copie de signal émis sur différents antennes, temps, ou différents fréquence. Un canal MIMO avec  $N_t$  antennes d'émission et  $N_r$  antennes de réception présente  $N_t N_r$  liens d'évanouissement indépendants, et un plus un grand gain de diversité égale à  $N_t N_r$ .

***iii- Gain de multiplexage spatial :***

Le système MIMO donne une augmentation linéaire dans la capacité (taux de bits moyen), sans nécessiter d'exploiter un spectre supplémentaire ou d'augmenter la puissance de transmission.

Ceci est défini par le gain de multiplexage spatial, ce gain peut être produit par des flux de données indépendants. Dans les conditions du canal approprié, comme un environnement riche par la diffusion ou la dispersion, le récepteur peut séparer le flux de données. De plus, chaque flux de données vient par la même quantité d'information en comparaison avec système SISO, ceci permet d'accroître efficacement la capacité par un facteur multiplié égale au nombre de flux indépendants. Généralement, il est possible d'obtenir en toute sécurité un

canal MIMO qui est égale au petit nombre de flux des antennes de transmission et de réception, exemple  $\min \{N_t, N_r\}$ . Le gain de multiplexage spatial augmente la capacité d'un réseau sans fil exploitant une même porteuse et une durée de temps.

**iv- suppression d'interférence :**

Les phénomènes d'interaction dans le canal sans fil résultent par la pluralité d'utilisateurs qui vont partager les ressources de temps et de fréquence. L'interférence de système MIMO peut résister par l'utilisation de dimension spatiale en agrandissant la séparation entre les flux des utilisateurs. Donc, Le système peut être ajusté pour ne pas être susceptible d'interférences et la distance entre la station de base qui utilise la même fréquence/temps est éventuellement diminuée dans un souci de besoins d'amélioration de la capacité du système.

#### **IV.5 Codage spatio-temporel**

Des techniques de diversité sont utilisées récemment dans les systèmes de communication sans fil pour améliorer la performance.

L'idée principale de diversité consiste à rassembler autant de copies de signal transmis possible. Pour une performance optimale les différentes copies du signal transmis sont propagées indépendamment dans le canal. L'idée est qu'au moins une copie a une qualité suffisante après une détection correcte avec une combinaison adéquate des copies reçues, afin que l'effet d'évanouissement est réduit. Il existe plusieurs méthodes de diversité chacune basée sur la fréquence, le temps, l'espace ou la combinaison de celles-ci [105].

**Diversité de fréquence:** avec la diversité de fréquence le signal est transmis par plusieurs fréquences. Pour que les canaux soient indépendants, les fréquences doivent être séparées avec une bande de fréquence. Comme exemple, on a WCDMA ou la largeur de la bande de signal résout le problème de multi trajets et donc fournit au récepteur des signaux affectés indépendamment par l'évanouissement.

**Diversité de temps:** pour ce type de diversité, l'information est envoyée dans différents instants, ces derniers sont séparés par un intervalle de temps  $\Delta t$  suffisant pour rendre les canaux indépendants. Dans le GSM, le gain de diversité temporelle est atteint par l'introduction du code correcteur d'erreurs et l'entrelacement.

**La diversité spatiale:** la diversité spatiale c'est une méthode qui crée des canaux indépendants par la transmission ou la réception du même signal sur les différentes antennes, séparées par une certaine distance optimale. Cette distance est généralement déterminé par des facteurs incluant la longueur d'onde des signaux d'entrées et l'angle prévu du signal d'arrivée. L'approche classique est d'utiliser des antennes multiples dans la station de base pour la diversité de réception et d'utiliser certaines techniques de combinaison pour augmenter la capacité. Il est cependant difficile d'avoir plus qu'une antenne ou deux antennes dans le mobile dû à la limitation de taille et le coût de multiples chaînes du RF de conversion descendante. Par conséquent, pour des raisons commerciales, l'utilisation d'antennes multiples est préférée dans la station de base, et le schéma de diversité de transmission est devenu de plus en plus populaire comme elles promettent la transmission de données de taux élevés sur les canaux sans fil à évanouissement dans la voie montante et descendante tout en mettant la diversité dans la station de base.

Les techniques de diversité de transmission combinées avec le codage de contrôle d'erreurs ont résulté des techniques de codage pour antennes multiples de transmission appelée codes ST. Ces codes étaient en premier introduits par Tarokh et al [7] pour fournir la diversité de transmission dans les canaux à évanouissements sans fil utilisant les antennes multiples à l'émission. Deux exemples remarquables des codes ST sont les ST trellis codes (STTC) [7] et STBC [4, 5]. Le schéma de codage espace-temps du Tarokh et al. [7] est essentiellement une conception du codage, de modulation, de diversités en émission et en réception.

Les codes espace-temps en bloc ou (STBC) fonctionnent sur des blocs des symboles d'entrées, produisent à la sortie une matrice de code dont les lignes représentent le temps et les colonnes représentent l'espace (les antennes). En revanche à un schéma d'une seule antenne, le code bloc pour le canal AWGN, où STBC ne fournit généralement pas un gain de codage, à moins que concaténé avec un code extérieur. Leur principale caractéristique est la disposition d'une diversité pleine avec un simple processus de décodage [105]. Et d'autre part, STTC fonctionnent sur un symbole d'entrée à la fois, pour produire une séquence de vecteur symboles dont la longueur représente les antennes. Le schéma traditionnel de modulation codé en treillis pour un canal d'une seule antenne, STTC fournit un gain de codage. Ils produisent aussi un gain de diversité plein, leur avantage par rapport STBC est d'avoir un gain de codage. Leur inconvénient est qu'ils sont extrêmement difficiles à concevoir et généralement nécessitent une grande complexité de codage et décodage [105].

## IV.6 Systèmes SISO-OFDM

Les systèmes OFDM subdivisent le canal en  $N$  sous-porteuses et les fréquences centrales de celles-ci sont distantes d'un multiple de l'inverse de la période d'un symbole, soit  $1/T$ . Le principe de ces systèmes est basé sur la transmission par bloc, en opposition à des données transmises en série pour les modulations mono porteuses. Chacun de ces blocs est considéré comme étant un symbole OFDM et sa modulation s'effectue à l'aide d'une transformée de Fourier inverse [106].

Un système de communication OFDM doit passer par diverses étapes afin de pouvoir utiliser plusieurs sous-porteuses pour transmettre des informations sur un canal de propagation, ce qu'illustre la figure suivante [106].

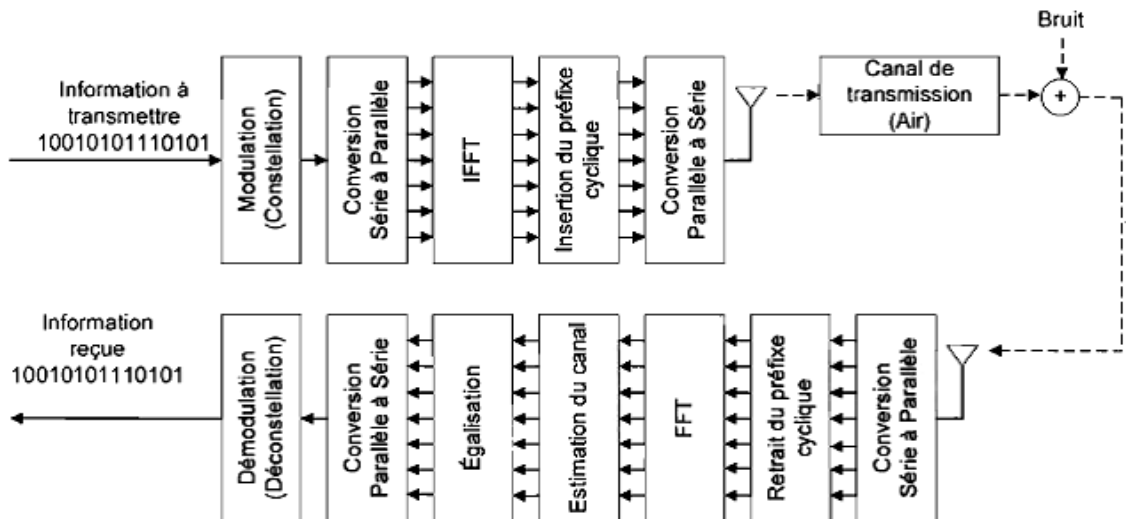


Figure IV.1 Système SISO-OFDM sans fil

Les informations à transmettre peuvent être des données, de la voix, de la musique ou des vidéos par exemple. En tout premier lieu, ces informations sont bien entendu numérisées sous forme de bits. Nous ne couvrirons pas ce sujet dans cette thèse et nous considérerons nos données comme étant déjà numérisées.

Dans un système OFDM, chaque canal peut être subdivisé en plusieurs sous-porteuses. En utilisant ces sous-porteuses, il est possible d'optimiser l'utilisation du spectre de fréquences, mais pour ce faire nous devons ajouter des opérations entre la transmission et la réception.

En pratique, les bits ne sont pas transmis un par un, mais de façon regroupée et nous parlons alors plutôt de symboles ou de constellations. La taille d'une constellation est déterminée par le nombre de bits inclus dans chaque symbole et le débit sera d'autant plus élevé que la taille de la constellation sera grande. Notons que la taille des constellations les plus courantes est à la puissance de deux. De plus, chaque porteuse peut être modulée indépendamment en utilisant des modulations numériques, soit le BPSK, le QPSK, le 16-QAM ou 64-QAM, par exemple [106].

Constellation	Nombre de bits
BPSK	1
QPSK	2
8-PSK	3
4-QAM	1
8-QAM	2
16-QAM	4

Tableau IV.1 : Différents exemples de constellations possibles

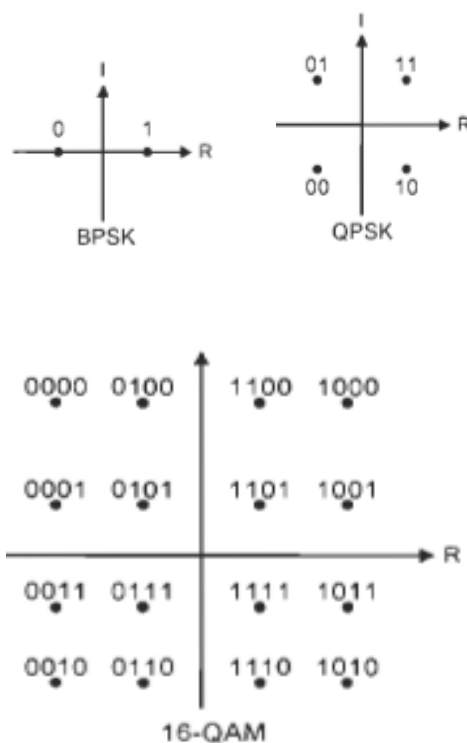


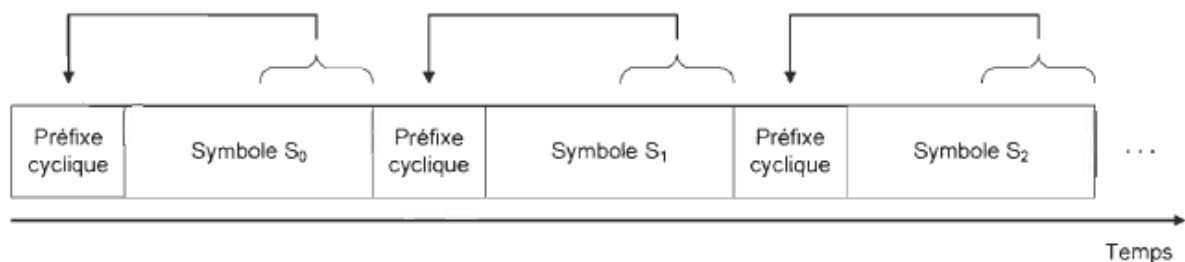
Figure IV.2 Visualisation de différentes constellations possibles

Notons qu'il n'est pas possible d'augmenter la taille de la constellation afin d'accroître le débit de façon infinie. La vitesse de transmission augmentera bel et bien, par contre il est impossible que cette information arrive sans erreurs. De plus, à puissance fixe, les symboles émis ont des valeurs qui se rapprochent de plus en plus les unes des autres quand la taille de la constellation augmente. Ainsi, il sera de plus en plus difficile pour le récepteur d'arriver à faire la distinction entre deux valeurs et les performances du système se dégraderont. Le débit a donc une limite établie par un seuil, communément appelé la capacité du canal [106].

Nous devons ensuite convertir le flot de bits à transmettre, qui est sous forme série, en des flots de bits sous forme parallèle qui seront répartis parmi les sous-porteuses.

À cette étape, les données sont ensuite modulées à l'aide d'une transformée de Fourier inverse (IFFT : *Inverse Fast Fourier Transform*). Chaque schéma de modulation peut être choisi de façon complètement indépendante des autres et peut être choisi en se basant sur les conditions du canal. Il est effectivement possible pour chaque sous-porteuse d'utiliser un schéma différent de modulations. Le rôle de la IFFT est donc de moduler chaque sous canal en une sous-porteuse appropriée [106].

Puisque les systèmes de communication sans fil sont sensibles aux réflexions dues aux trajets multiples, nous ajoutons par la suite un préfixe cyclique afin de réduire l'ISI. Un préfixe cyclique est tout simplement la répétition d'une partie de la fin d'un symbole qui est ajoutée au début de ce même symbole, ce que nous pouvons aisément comprendre en observant la figure suivante. Cette étape est importante afin de ne pas interférer avec les symboles subséquents, puisqu'elle permet aux représentations multi trajets du signal original de s'atténuer [106].



**Figure IV.3** Ajout du préfixe cyclique

Le but du préfixe cyclique est d'introduire de la redondance, de façon structurée, afin de transformer le produit de convolution en un produit de convolution circulaire, ce qui nous



permet de simplifier l'égalisation. À l'aide de la transformée de Fourier, l'opération de convolution circulaire se transforme alors en un produit fréquentiel scalaire très simple à égaliser, ce qui explique l'intérêt d'utiliser la FFT. Le produit de convolution de deux signaux périodiques de même période  $N$  est appelé convolution circulaire et le résultat est lui-même périodique et de longueur  $N$ , soit [106] :

$$y(n) = h(n) \circledast x(n) \\ = \sum_{i=0}^{N-1} h(i) x((N+n-i)\%N) = \sum_{i=0}^{N-1} h((N+n-i)\%N) x(i) \quad (\text{IV.5})$$

Où % est le reste de la division entière. Cette définition diffère du produit de convolution « ordinaire » de deux signaux à temps discret, qui est noté par  $*$ , et défini par [106]:

$$y(n) = h(n) * x(n) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h(i)x(n-i) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x(i)h(n-i) \quad (\text{IV.6})$$

Notons que dans les deux cas, les signaux  $h$  et  $x$  sont périodisés, mais ceux-ci sont périodisés sur tout le domaine de définition des fonctions  $h$  et  $x$  pour la convolution ordinaire et avec un nombre d'échantillons qui est généralement une puissance de deux pour la convolution implémentée par la FFT.

La transformée de Fourier d'un produit de convolution circulaire est, quant à lui, un produit simple [106]:

$$y(n) = h(n) \circledast x(n) \Rightarrow Y(k) = X(k)H(k) \quad (\text{IV.7})$$

Cette propriété donne naissance aux algorithmes de convolution rapide, utilisant la FFT, soit [106]:

$$y(n) = h(n) \circledast x(n) = \text{IFFT}(\text{FFT}[h(n)]\text{FFT}[x(n)]) \quad (\text{IV.8})$$

Après l'ajout d'un préfixe cyclique à chaque sous-porteuse, celles-ci doivent être transmises comme étant un seul signal. Nous utilisons une conversion parallèle-série en recombinaison ces sous-porteuses en un seul signal. Nous pouvons donc souligner que les sous-porteuses sont générées de façon simultanée.

Dans les communications sans fil, les antennes servent à transmettre des informations entre deux modules, mais l'objet de ce mémoire ne couvre pas la conception de celles-ci.

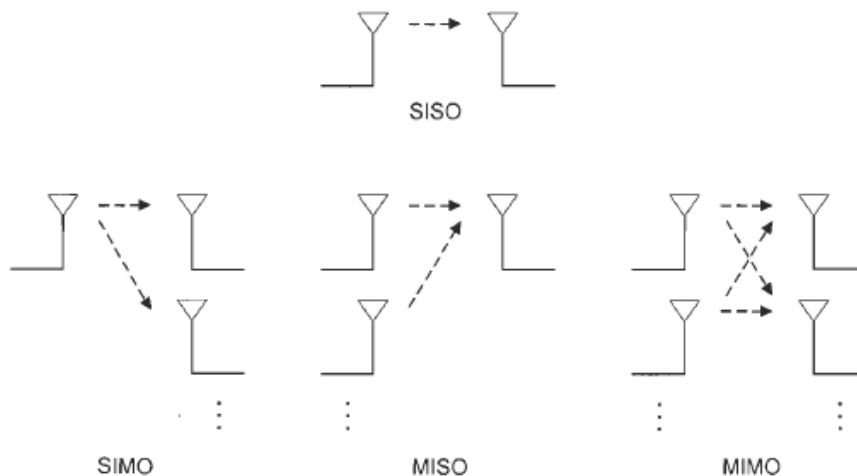
Nous appelons canal de transmission le support, ou média, par lequel passent les informations à transmettre dans les systèmes de télécommunication sans fil. Notons que plusieurs déformations lors de la transmission viennent modifier le signal originel, dont l'ajout de bruit gaussien.

Lors de la réception, nous devons une fois de plus faire une conversion série à parallèle des bits transmis afin que le signal reçu soit divisé entre les sous-porteuses appropriées.

Nous devons ensuite retirer le préfixe cyclique et faire une transformée de Fourier directe (FFT: *Fast Fourier Transform*). Après quoi, nous devons estimer les paramètres du canal de propagation et passer par l'étape de l'égalisation. Ces deux étapes importantes seront étudiées plus en détail à la dernière section de ce chapitre. Il ne nous reste ensuite à recombinaison le signal à l'aide d'une conversion parallèle à série puis à faire la démodulation, selon les constellations choisies avant l'étape de la transmission, afin de retrouver les bits envoyés plutôt que les symboles [106].

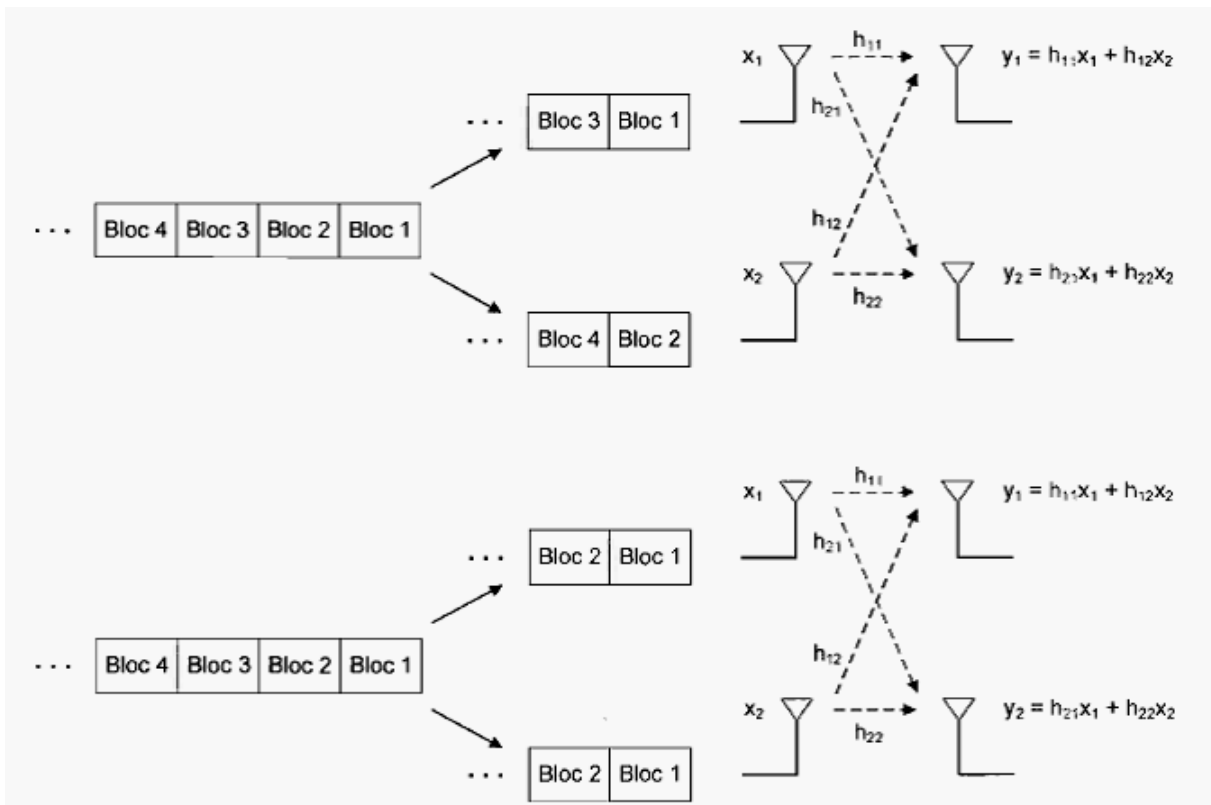
#### IV.7 Systèmes MIMO-OFDM

Sachant que, les trois premières générations, le FDMA, le TDMA et le CDMA, utilisaient le SISO. Pour la quatrième génération, l'utilisation des différentes configurations MIMO (SIMO, MISO ou MIMO) sera très certainement envisagée. Nous pouvons d'ailleurs visualiser la différence entre ces configurations à l'aide de la figure suivante [106]:



**Figure IV.4** Différentes configurations MIMO versus SISO

Nous donnerons maintenant un exemple plus concret à l'aide d'un système que nous appellerons 2x2, ce qui signifie que nous aurons deux antennes à l'émission ainsi qu'à la réception. Il existe deux façons différentes de répartir les blocs (ou symboles) OFDM. Nous pouvons envoyer les blocs pairs sur une antenne et les blocs impairs sur l'autre antenne et nous aurons ainsi un débit deux fois plus rapide. Nous pouvons aussi envoyer les mêmes blocs simultanément aux deux antennes et nous augmenterons ainsi la robustesse de notre système aux erreurs. Notons que, dans cet exemple, nous avons négligé l'ajout de bruit lors du passage des signaux par les canaux [106].



**Figure IV.5** Répartitions des blocs OFDM [106]

Nous pouvons ainsi observer que nous avons un système matriciel de deux équations et deux inconnues, que nous pouvons écrire (en négligeant le bruit) [106] :

$$y = Hx \tag{IV. 9}$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{cases} y_1 = h_{11}x_1 + h_{12}x_2 \\ y_2 = h_{21}x_1 + h_{22}x_2 \end{cases} \tag{IV. 10}$$

Nous pouvons remarquer à quel point la complexité peut augmenter rapidement selon le nombre d'antennes à l'émission et à la réception. Bien entendu, cet inconvénient est compensé par le fait que nous obtenons un meilleur signal, soit plus rapide, soit plus robuste.

Notre système OFDM auquel nous intégrerons le MIMO deviendra [106] :

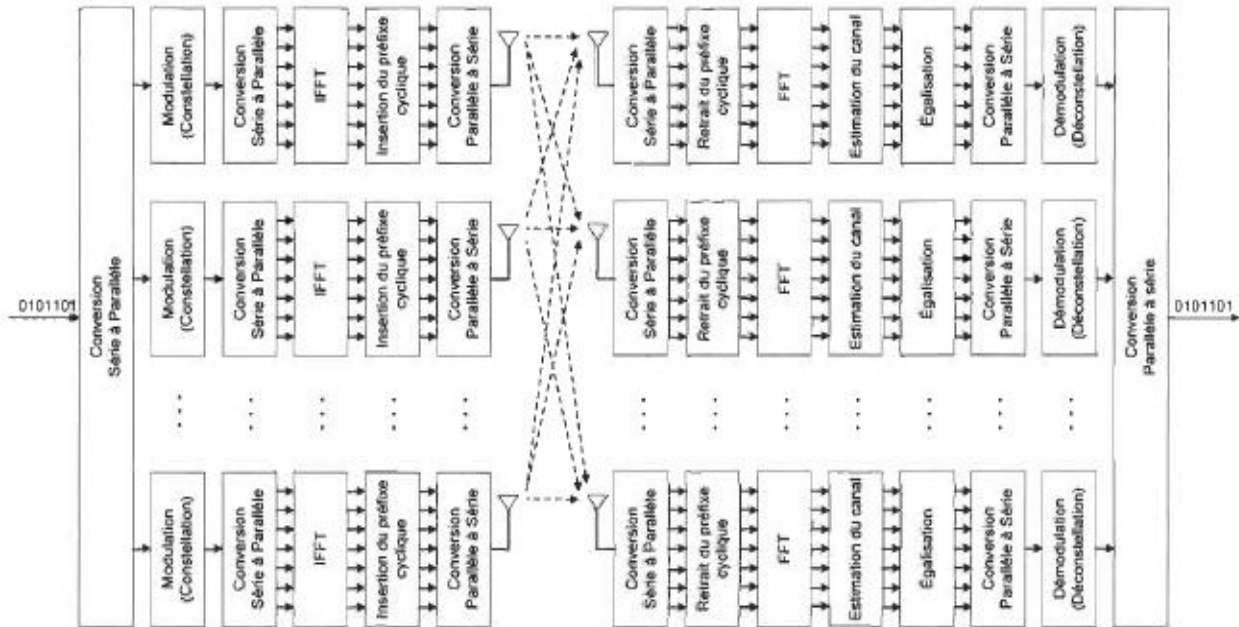


Figure IV.6 Système MIMO-OFDM sans fil

#### IV.8 Les techniques de la diversité de transmission pour l'OFDM

Les codes spatio-temporels sont principalement conçus pour les canaux d'évanouissement plat. Le grand écart de retard dans les canaux à évanouissement sélectif détruit l'orthogonalité des signaux reçus, ce qui est essentiel pour le fonctionnement du système de diversité. Il est montré dans [105, 107] que, par l'utilisation de la modulation OFDM avec l'insertion du cyclique préfixe, les canaux à évanouissement sélectifs en fréquence ont été transformé en multiples sous canaux à évanouissement plat ; donc ST codes peuvent être effectivement appliqués pour améliorer la performance du système, même sur les canaux qui ont un grand retard d'étalement. Sachant que le schéma de combinaison ST treillis code OFDM est plus complexe à concevoir que le schéma de combinaison STBC-OFDM. L'application du STBC [105, 4] avec la modulation OFDM qui possède plusieurs sous porteuses (SFBC-OFDM) et à travers OFDM blocs (STBC-OFDM) sont décrits dans les sections suivantes.

### IV.8.1 Système SFBC (Space Frequency Block Code) –OFDM

Un vecteur symbole de données  $C = [C(0) \dots \dots, C(N - 1)]^T$  est codé en deux vecteurs  $C_1$  et  $C_2$  par le codeur spatio-fréquentiel [105] :

$$\begin{aligned} C_1 &= [C(0), C^*(1), \dots, C(N - 2), C^*(N - 1)]^T \\ C_2 &= [C(1), C^*(0), \dots, C(N - 1), C^*(N - 2)]^T \end{aligned} \quad (IV.11)$$

Durant même instant du bloc  $C_1$  est transmis par la première antenne tandis que  $C_2$  est transmis par la deuxième antenne simultanément. Si nous prenons deux composants consécutifs  $C_1$  et  $C_2$  sur deux sous-porteuses consécutives, nous pouvons le former dans la matrice pour les deux antennes de transmission.

$$\begin{bmatrix} C(k) & C(k + 1) \\ -C^*(k + 1) & C^*(k) \end{bmatrix} \quad (IV.12)$$

Un demi de la puissance totale est transmis par chaque antenne afin de maintenir la puissance transmise totale qui égale la puissance d'un système à une seule antenne. Posons  $H_1(k)$  et  $H_2(k)$  les réponses fréquentielles du canal de la  $k^{\text{ème}}$  porteuse du bloc OFDM qui correspond la première et la deuxième antenne d'émission et d'antennes de réception respectivement.

Supposons les gains complexes du canal entre porteuses adjacentes sont approximativement constants, la sortie du démodulateur OFDM après la suppression de cyclique préfixe, sur deux porteuses consécutives,  $r(k)$  et  $r(k + 1)$ , pour  $k = 1, 2, \dots, N$  peuvent être donnée comme suit :

$$r(k) = H_1(k)C(k) + H_2(k)C(k + 1) + \eta(k) \quad (IV.13)$$

$$r(k + 1) = -H_1(k)C^*(k + 1) + H_2(k)C^*(k) + \eta(k + 1) \quad (IV.14)$$

Ou  $\eta(k)$  et  $\eta(k + 1)$  représentent FFT du bruit du canal. Ils sont modélisés comme des variables aléatoire complexe gaussienne de moyen zéro et densité spectrale de puissance  $N_0/2$  par dimension. Pour simplicité de notation, définissons

$$r = [r(k) \ r^*(k + 1)]^T, \quad c = [C(k) \ C(k + 1)]^T, \quad \eta = [\eta(k) \ \eta^*(k + 1)]^*$$

$$H = \begin{bmatrix} H_1(k) & H_2(k) \\ H_2^*(k) & -H_1^*(k) \end{bmatrix}$$

Nous pouvons réécrire (III.9) et (III.10) dans une forme de matrice [105] :

$$r = H \cdot c + \eta \quad (IV.15)$$

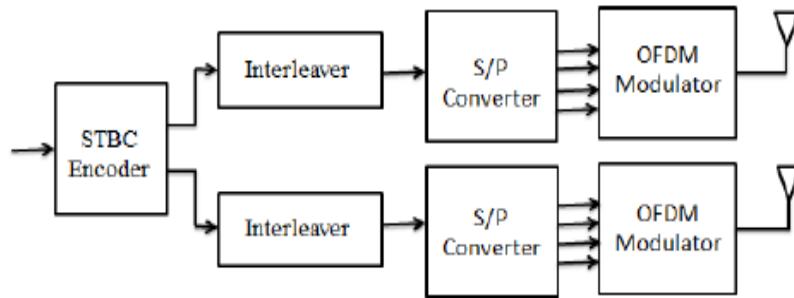
En réalisant l'orthogonalité de la matrice de canal, le vecteur de signal modifié est donné par :

$$\bar{r} = H^* \cdot r = (|H_1(k)|^2 + |H_2(k)|^2) \cdot c + \bar{\eta} \quad (IV.16)$$

Ou  $\bar{\eta} = H^* \cdot \eta$ . La même règle de décodage appliquée sur STBC de la section décodage par MV du chapitre précédent est appliquée au signal reçu de l'équation (IV.12) du modèle d'association SFBC-OFDM.

#### IV.8.2 Système OSTBC-OFDM

Nous considérons un modèle d'OSTBC-OFDM [96, 108], où les mots de code d'un OSTBC sont donnés suite à la matrice  $g_2$  (Code Alamouti) ou matrice  $g_4$  (Code Tarokh), le nombre d'antennes est deux antennes à l'émission et deux à la réception. Comme il est illustré dans la fig. IV.7



**Figure IV.7** Bloc de transmission pour STBC-OFDM

La matrice de code OSTBC est définie par  $T$  lignes (le nombre des instants pour transmettre les mots de code redondants  $(x_1, x_2, x_3, x_4)$  et  $N_t$  colonnes (le nombre d'antenne que l'on peut utilisé), puis Il vient le bloc de modulation OFDM qui est généré à partir des symboles  $x_i$  (Sachant que les symboles  $x_i$  sont construits suite au code OSTBC (Alamouti code  $g_2$ , Tarokh code  $g_4$ ) définie par la matrice de transmission orthogonal de taille  $T_s \times N_t$  [4, 5] et le taux de code est définie par  $\frac{N}{T_s}$ ) le vecteur suivant  $X_i = [x_{i,0}, x_{i,1}, \dots, x_{i,k-1}]^T$ , ou la notation  $(.)^T$  signifie la transposé,  $i = (1, \dots, N)$ ,  $K$  le nombre de sous porteuse. Sur

ce vecteur, on applique l'opération de la transformé de Fourier rapide inverse (IFFT) de longueur variable.

$T_s$  représente le nombre des instants de transmission des  $N$  symboles fournis par le système combiné (STBC-OFDM). Dans chaque instant  $n$ , ( $n = 1, 2, \dots, T_s$ ), le signal produit en sortie la chaîne d'émission STBC-OFDM est  $X_{u,k}[n]$  qui définit le symbole codé transmis du  $u^{th}$  ( $u = 1, 2, \dots, N_t$ ) par  $k^{ème}$  sous porteuse. Dans la construction de signal final, nous arrivons à transmettre  $kT_s N_t$  symboles dans le mot de code du  $N_t$  antennes et ensuite  $T_s$  instants consécutifs en utilisant  $k$  sous porteuses respectivement.

Après, le symbole codé fourni par OSTBC-OFDM va être transmis dans un canal  $H$  (Rayleigh flat fading) [109]. On suppose que la matrice du canal  $H$ , ou ses éléments qui sont des coefficients liés entre  $u^{ème}$  antenne d'émission et  $v^{ème}$  antenne de réception et durant les deux instants pour la transmission de la 1<sup>ère</sup> et 2<sup>ème</sup> symbole/sous porteuse, le gain du canal est considéré comme constant (quasi statique).

$$H^1 = \begin{bmatrix} h_{11}^1 & h_{12}^1 \\ h_{21}^1 & h_{22}^1 \end{bmatrix} \quad (IV.17)$$

$$H^2 = \begin{bmatrix} h_{11}^2 & h_{12}^2 \\ h_{21}^2 & h_{22}^2 \end{bmatrix} \quad (IV.18)$$

Dans l'équation ci-dessus,  $h_{vu}^k$  représente les coefficients d'évanouissement du canal entre  $u^{ème}$  antenne d'émission et  $v^{ème}$  antenne de réception durant l'intervalle de  $k^{ème}$  symbole/sous porteuse. Donc, le canal MIMO est quasi-statique si  $H^1 = H^2$ .

Le signal reçu résultant est exprimé par [91]:

$$y_{v,k} = \sum_{u=1}^{N_t} H_{vu}[k] X_{u,k}[n] + n_{v,k}[n] \quad (IV.19)$$

Ou  $n_{v,k}[n]$  est un bruit additif complexe gaussien.

Après, on applique sur le signal reçu la règle du MV qui est définie par l'équation suivante :

$$D_{ML} = \sum_{u=1}^{N_t} \sum_{k=0}^{K-1} \left| y_{vk}[n] - \sum_{u=1}^{N_t} H_{vu}[k] X_{uk}[n] \right|^2 \quad (IV.20)$$

## IV.9 Résultats et discussions

Nous allons simuler le modèle mathématique décrit ci-dessus de l'OSTBC-OFDM pour voir la performance de cette association avec différents paramètres.

Les étapes de simulation sous Matlab pour déterminer le BER dans plusieurs cas d'études en variant différents paramètres (le type modulation, le type de code OSTBC utilisé, la longueur d'IFFT de l'OFDM) sont les suivantes :

1. Génération d'une séquence de bits (information à transmettre).
2. Génération M-ary PSK et QAM de symbole modulation.
3. Codage des symboles de modulation en utilisant le codeur OSTBC (Alamouti code  $g_2$ , Tarokh code  $g_4$ ).
4. Choix de la configuration d'antenne utilisée (ou le nombre d'antennes).
5. Conversion des blocs symboles fournis par le codeur OSTBC de série en parallèle (selon le nombre de sous porteuses).
6. Ajout du cyclique préfix sur chaque symbole OFDM.
7. Application de l'IFFT dans l'OFDM pour convertir le signal du domaine fréquentiel au domaine temporel.
8. génération de la matrice du canal (selon le nombre d'antennes d'émission et de réception) qui suit le modèle de Rayleigh à évanouissement plat.
9. En réception, suppression du cyclique préfixe ensuite l'application de l'FFT sur les données d'entrées par les deux antennes de réception.
10. Conversion parallèle-série des données.
11. Décodage et démodulation des signaux en utilisant le décodeur OSTBC qui a été cité dans le chapitre précédent.
12. Comptage du nombre d'erreurs par comparaison entre le nouveau vecteur reçu et le premier vecteur générer.
13. Répéter la même procédure pour différentes valeurs de SNR.

Les résultats de simulation sont présentés comme suit:



1. Dans Fig. IV.8 et Fig. IV.9, nous allons étudier la qualité de transmission en terme de BER des deux codes en fixant la modulation à BPSK et variant la longueur d'IFFT.
2. Dans Fig. IV.10, Fig. IV.11, Fig. IV.12 et Fig. IV.13, nous allons étudier la qualité de transmission en terme de BER des deux codes en fixant la longueur d'IFFT et variant le type et la taille de constellation de la modulation PSK et QAM.
3. Dans Fig. IV.14, Fig. IV.15, Fig. IV.16, nous allons comparer la performance des deux codes en terme de BER avec les longueurs d'IFFT 512 et 1024 pour BPSK et QPSK ; et la longueur d'IFFT 1024 pour 4-QAM.
4. Dans Fig. IV.17, Fig. IV.18, nous allons faire la comparaison des deux systèmes développés (Alam-OFDM et Taro-OFDM) et trois autres méthodes dans le même contexte [110][111][112].

Le canal de transmission simulé est un canal d'évanouissement de Rayleigh qui représente un environnement réel d'un canal sans fil. Le BER du signal reçu est calculé à partir de l'estimateur MV (équ.IV. 20).

Le système OSTBC-OFDM étudié comporte 2 antennes de transmission et 2 antennes de réception.  $N_{sc}$  est le nombre de sous porteuses et CP est la longueur de préfixe cyclique ajouté sur le symbole OFDM.

Le tableau suivant résume les valeurs de BER obtenus pour les deux systèmes Tarokh-OFDM et Alam-OFDM avec différentes valeurs de SNR, de longueurs d'IFFT et le type et la taille de constellation de la modulation.

	Alamouti-OFDM			OSTBC (Tarok Code)-OFDM		
	BPSK			BPSK		
IFFT	256	512	1024	256	512	1024
SNR = 4	$10^{-1.4}$	$10^{-1.5}$	$10^{-2.4}$	$10^{-1.8}$	$10^{-2.3}$	$10^{-3.7}$
SNR = 6	$10^{-1.5}$	$10^{-1.9}$	$10^{-3}$	$10^{-2.2}$	$10^{-2.8}$	0
IFFT	1024					
	BPSK	QPSK	8-PSK	BPSK	QPSK	8-PSK
SNR=4	$10^{-2.4}$	$10^{-1.3}$	$10^{-0.9}$	0	$10^{-2.7}$	$10^{-0.9}$
SNR=10	0	$10^{-2}$	$10^{-1}$	0	$10^{-3.8}$	$10^{-0.9}$
IFFT	1024					
	4-QAM	8-QAM	16-QAM	4-QAM	8-QAM	16-QAM
SNR=4	$10^{-1.5}$	$10^{-0.7}$	$10^{-0.6}$	$10^{-1.8}$	$10^{-0.7}$	$10^{-0.6}$
SNR=10	$10^{-2.2}$	$10^{-0.8}$	$10^{-0.7}$	$10^{-2.8}$	$10^{-0.8}$	$10^{-0.7}$

**Tableau IV.2** : BER obtenue avec certaines valeurs de SNR

Nous remarquons à travers les résultats présentés dans le tableau IV.2 que :

- Lorsque la modulation est de type PSK, QPSK, ou 4-QAM, le système avec le codage Tarokh donne de meilleurs performances en terme de BER que le système avec le code Alamouti.
- Les deux codes ont la même performance en BER lorsqu'on augmente l'ordre de constellation de la modulation (8-PSK, 8-QAM et 16-QAM). Les deux codes perdent leurs performances contre l'évanouissement du canal et le bruit ajouté dans le récepteur pour une constellation grande de la modulation. (Ceci est démontré théoriquement en modulation numérique [113]). En conséquence, il est nécessaire d'intégrer dans la chaîne de transmission le codage de canal comme les turbo codes.

IV.9.1 Influence de la longueur d'IFFT sur Alamouti-OFDM et Tarokh-OFDM

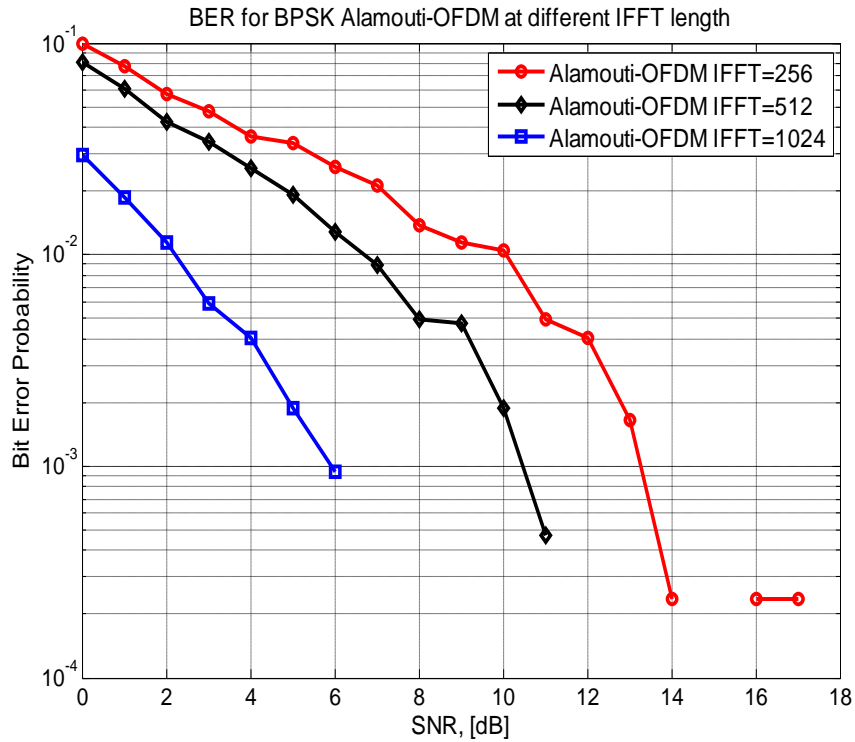


Figure IV.8 La performance du système Alam-OFDM pour différentes longueurs d'IFFT

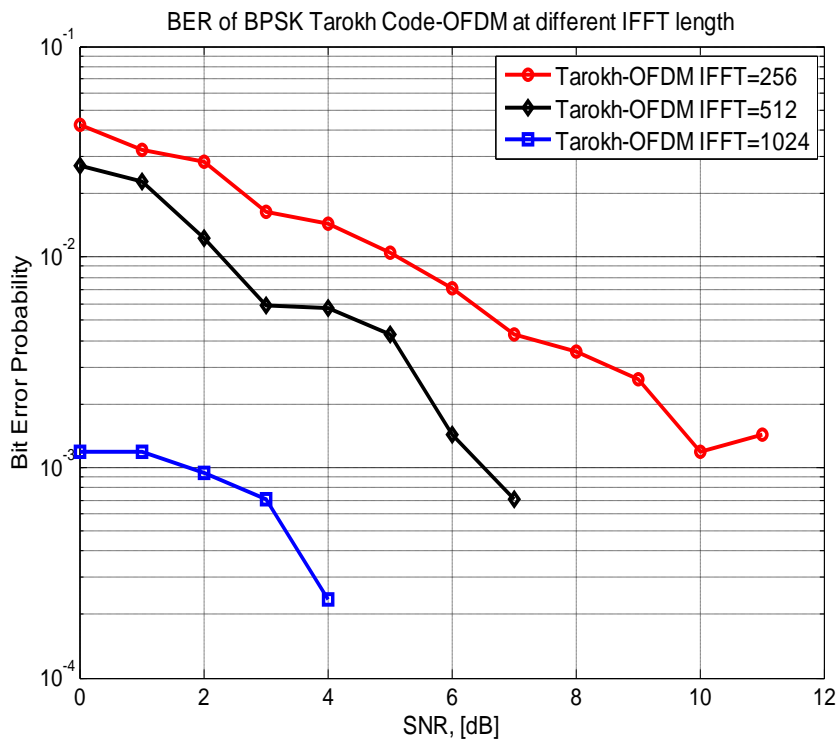


Figure IV.9 La performance du système Tarokh-OFDM pour différentes longueurs d'IFFT

D'après la figure IV.8 et la figure IV.9 l'influence de la longueur IFFT est importante :

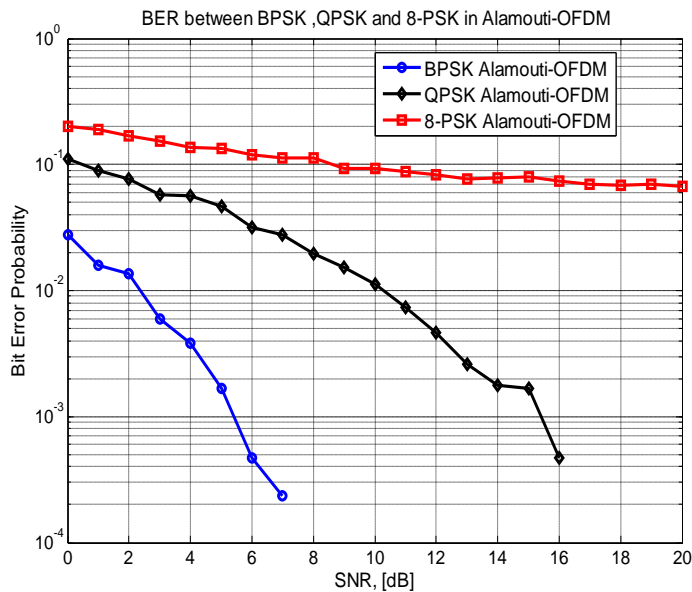
- Le BER diminue pour les deux systèmes lorsque nous augmentons la longueur d'IFFT.
- Le système avec Alamouti code donne la même performance que le système avec Tarokh code en terme de BER mais avec des valeurs de SNR plus grandes (Tableau IV.3).

IFFT	BER	Alamouti-OFDM	Tarokh-OFDM
		SNR	SNR
256	$10^{-2.4}$	11	7
	$10^{-3}$	13	10
512	$10^{-2.4}$	8	5
	$10^{-3}$	10,5	6,5
1024	$10^{-3}$	6	2

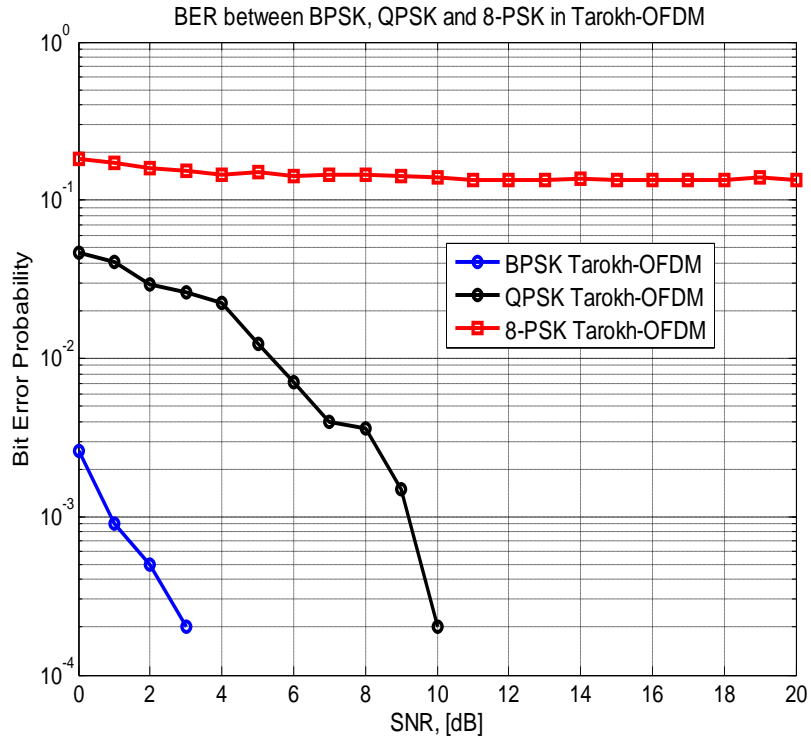
**Tableau IV.3** : Performances des deux codes pour différentes valeurs de SNR

Par conséquent, le code Tarokh a gagné dans la performance de 3 à 4 dB en comparaison avec Alamouti.

#### IV.9.2 Influence de l'ordre de constellation de la modulation PSK et QAM sur Alam-OFDM et Tarokh-OFDM

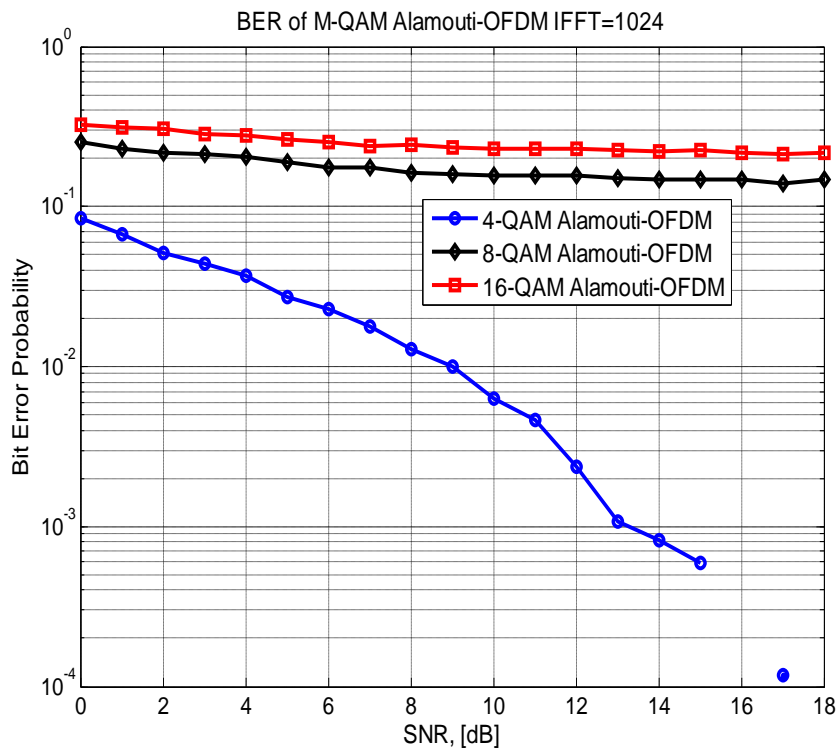


**Figure IV.10** Performances du système Alam-OFDM pour différents ordre de constellation de la modulation PSK (longueur IFFT =1024).

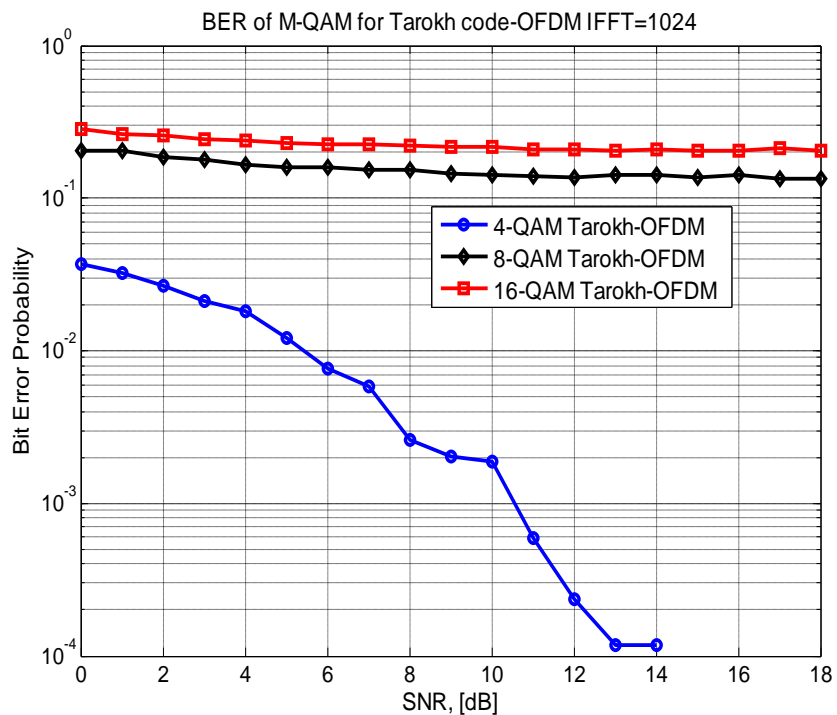


**Figure IV.11** performances du système Tarokh-OFDM pour différents ordre de constellation de la modulation PSK (longueur IFFT =1024).

A travers les résultats montrés dans la figure IV.10 et figure IV.11, la performance des deux codes est diminuée avec l'augmentation de la taille de constellation. Cette dégradation est nettement observée pour la modulation 8-PSK. Ce résultat confirme la théorie de la modulation numérique [113] ou la performance se dégrade avec des symboles avec plus de bits.



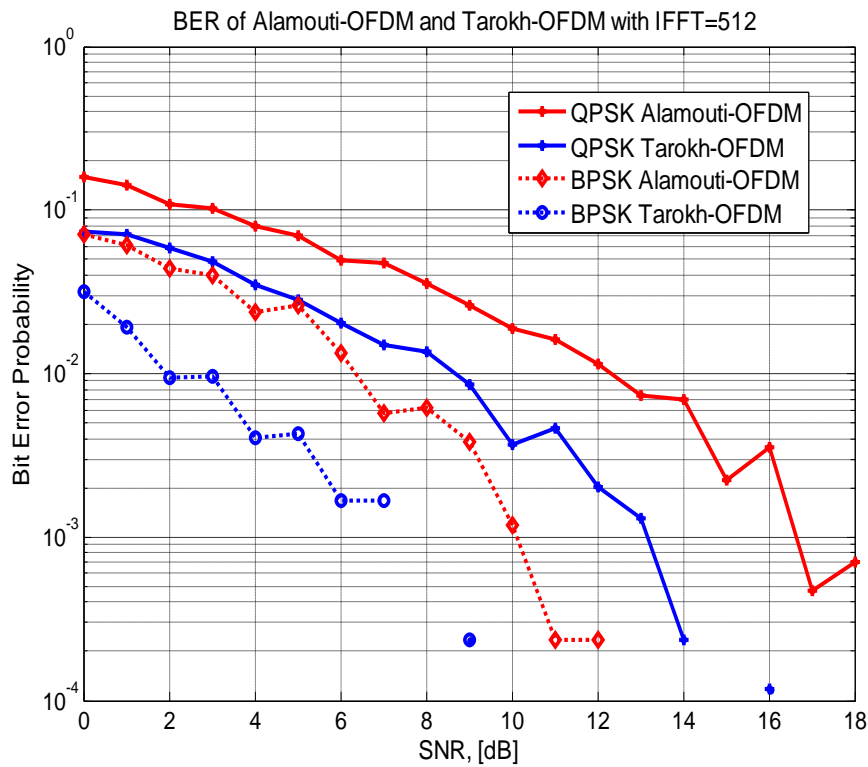
**Figure IV.12** Performances du système Alam-OFDM pour différents ordre de constellation de la modulation QAM (longueur IFFT =1024).



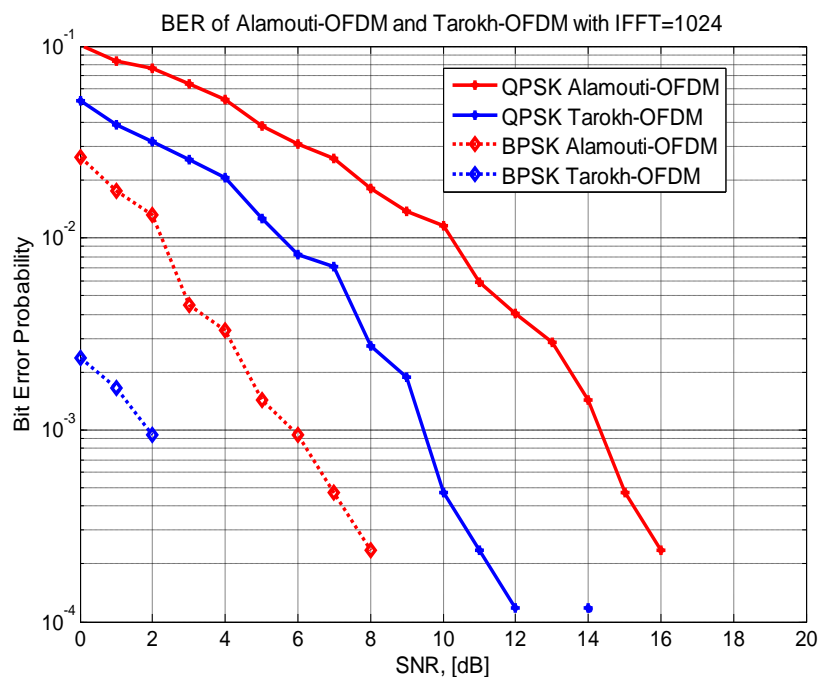
**Figure IV.13** Performances du système Tarokh-OFDM pour différents ordre de constellation de la modulation QAM (longueur IFFT =1024).

En gardant la longueur d'IFFT fixe et variant la taille de constellation la modulation QAM pour les deux codes, les résultats donnés dans la figure IV.12 et figure IV.13 montrent que les deux codes donnent une meilleure performance en terme de BER pour la modulation 4-QAM et perdent de cette performance lorsqu'on augmente la taille de constellation (8-QAM et 16-QAM successivement). C'est le même cas de constatation qu'auparavant avec la modulation de type du M-PSK. Une transmission avec des symboles comportant plus de bits (constellation grande) dégrade la performance de la réception surtout pour le cas d'un canal à évanouissement d'où la nécessité d'un codage du canal [114-115].

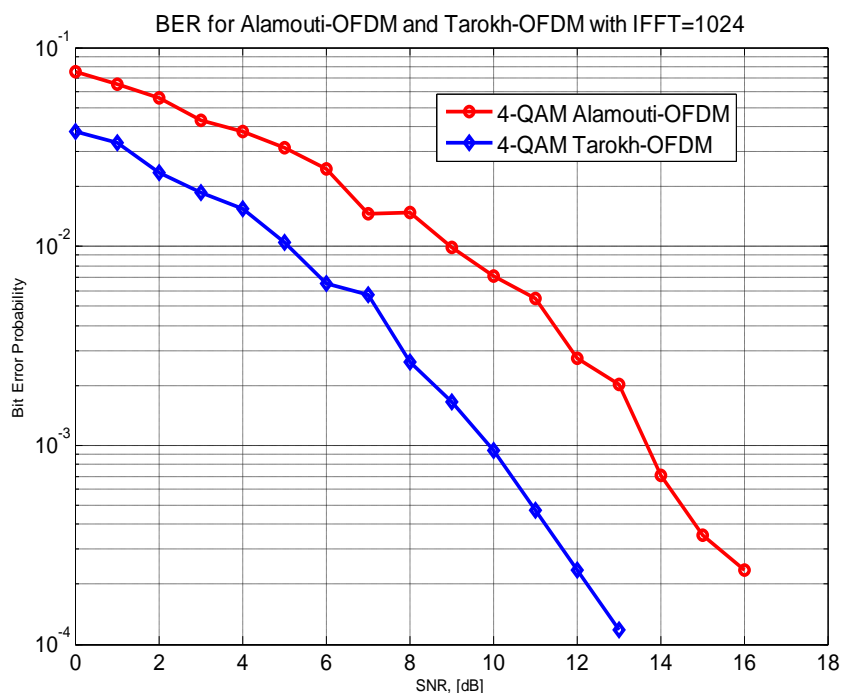
### IV.9.3 Comparaison entre Alamouti-OFDM et Tarokh-OFDM



**Figure IV.14** Comparaison de performances entre Alamouti-OFDM et Tarokh code-OFDM pour BPSK et QPSK (IFFT=512)



**Figure IV.15** Comparaison des performances entre Alamouti-OFDM et Tarokh code-OFDM pour BPSK et QPSK (IFFT=1024)



**Figure IV.16** Comparaison des performances entre Alamouti-OFDM et Tarokh code-OFDM pour 4-QAM (IFFT=1024)

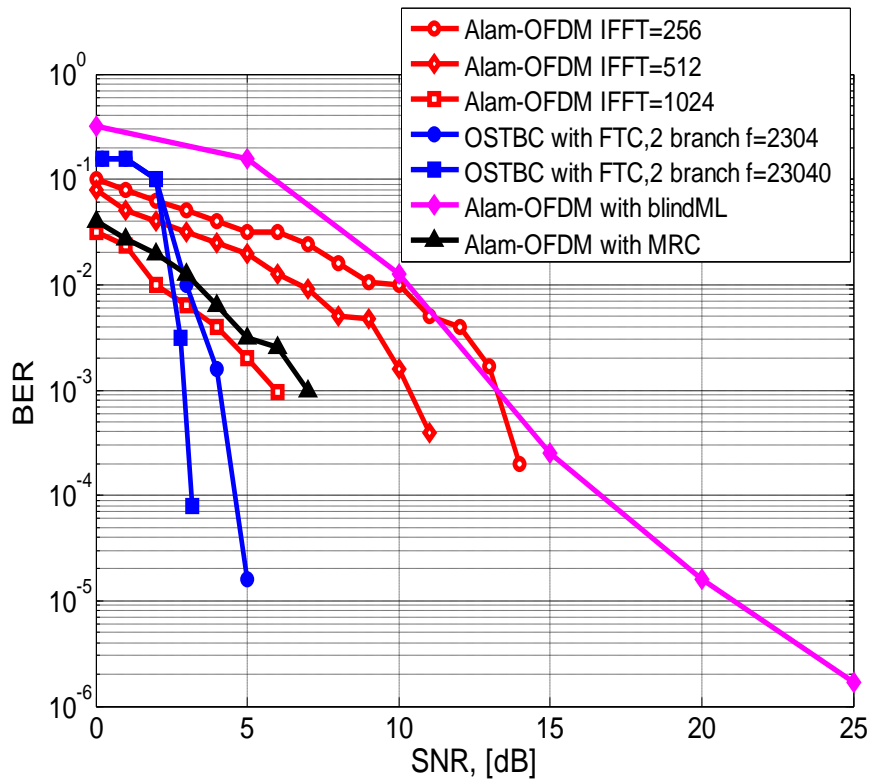
À travers les figures IV.14, IV.15 et IV.16, nous avons comparé la performance d'Alamouti-OFDM et Tarokh-OFDM avec différentes longueur d'IFFT pour les modulations BPSK, QPSK et 4-QAM



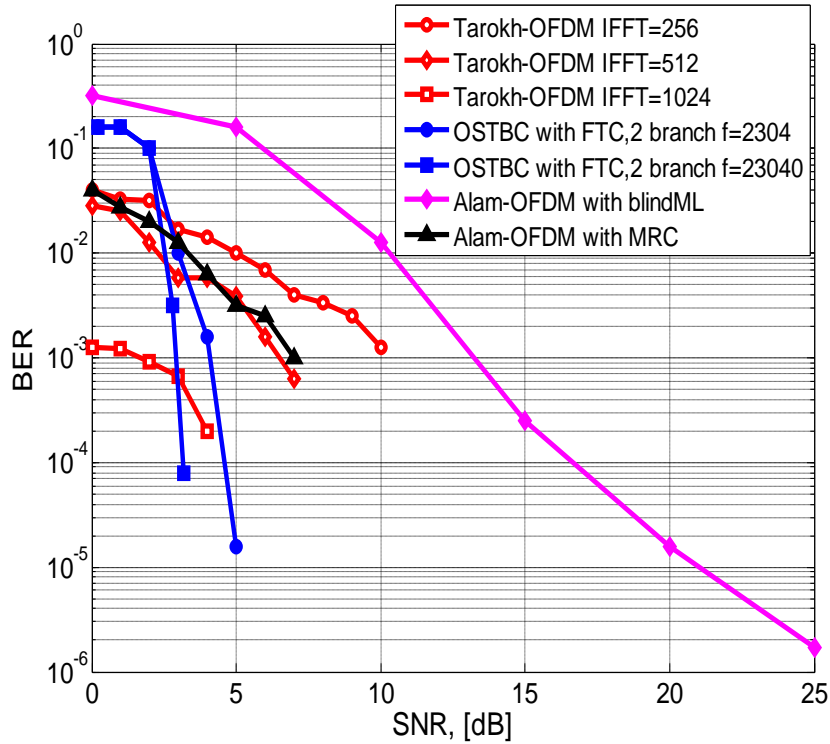
Nous remarquons que Tarokh code-OFDM donne de meilleurs résultats qu'Alam-OFDM en terme de BER et pour les trois types de modulation : BPSK, QPSK, et 4-QAM et une longueur d'IFFT variable (512 et 1024).

Nous expliquons, ceci par l'ordre de diversité temporelle utilisé par la matrice code  $g_4$  de Tarokh code, qui divise les symboles fournies par la modulation (BPSK, QPSK, ou 4-QAM) en 4 blocks symbole et les transmet sur 8 instants comme le montre la matrice  $g_4$  [Tarokh code]. Pour Alamouti code et d'après la matrice du code, il les divise en 2 blocs symbole et les transmet sur 2 instants [114].

#### IV.9.4 Comparaison avec d'autres travaux



**Figure IV.17** Comparaison avec d'autres travaux [110] [111] [112] : le cas d'Alam-OFDM code.



**Figure IV.18** Comparaison avec d'autres travaux [110] [111] [112] :  
le cas de Tarokh-OFDM.

Dans les résultats présentés dans les figures IV.17 et IV.18, la modulation est de type BPSK, le code OSTBC est implémenté pour deux antennes de transmission et deux antennes de réception et le canal est de type de Rayleigh.

Dans [110], les auteurs ont utilisé OSTBC (matrice Alamouti  $g_2$ ) concaténé avec FTC (Fast Turbo Codes) avec différentes longueurs de trame ( $f = 2304$  et  $f = 23040$ ).

Dans [111], les auteurs ont présenté une nouvelle méthode : Blind ML (Maximum Likelihood) comme technique de détection pour Alam-OFDM sous un canal de Rayleigh multi trajets ( $L=4$ ).

Dans [112], les auteurs ont utilisé Alam-OFDM avec MRC (Maximum Ratio Combining) comme type méthode de réception sous un canal de Rayleigh multi trajets.

A travers les figures IV.17 et IV.18, nous remarquons que :

- L'approche OSTBC-Fast Turbo Codes [110] par rapport à nos travaux donne de bons résultats pour des  $SNR \geq 3$ . Ceci est dû à l'utilisation du codage canal Fast Turbo Codes qui donne à l'OSTBC plus de robustesse contre l'effet d'évanouissement du

canal (modélisé par la distribution de Rayleigh) et même une réduction du temps de décodage en comparaison aux codes turbo code classiques [110]. Mais, pour de faibles valeurs de SNR, nos approches sont bien meilleures en performances.

- L'approche Alam-OFDM avec blind ML [111] par rapport à nos travaux donne de bons résultats seulement pour des SNR  $> 10$ . La raison vient par le canal de Rayleigh a multi trajets ( $L = 4$ ) et le nombre de sous porteuses ( $N_{sc} = 16$ ) de la modulation OFDM appliquées sur les données [111]. Nos résultats sont obtenus pour un canal à un seul trajet et un nombre de sous-porteuses égale à 64.
- L'approche Alam-OFDM avec MRC [112] par rapport à nos travaux donne de meilleurs résultats pour le cas d'Alam-OFDM (IFFT = 512 et IFFT = 256). Mais pour un IFFT = 1024, les deux approches sont presque similaires en performances (figure IV.17).
- L'approche Alam-OFDM avec MRC [112] par rapport à nos travaux donne de résultats similaires en performances pour le cas de Tarokh-OFDM (IFFT = 512 et IFFT = 256). Mais pour un IFFT = 1024, notre approche Tarokh-OFDM est nettement meilleure (figure IV.18).

#### IV.9.5 Comparaison avec NOSTBC-OFDM

Dans cette section, nous allons comparer le système NOSTBC-OFDM avec les deux modèles d'association précédents Alamouti-OFDM et OSTBC (Tarokh)-OFDM dans les mêmes conditions de propagation, un canal de Rayleigh et avec et sans l'association OFDM.

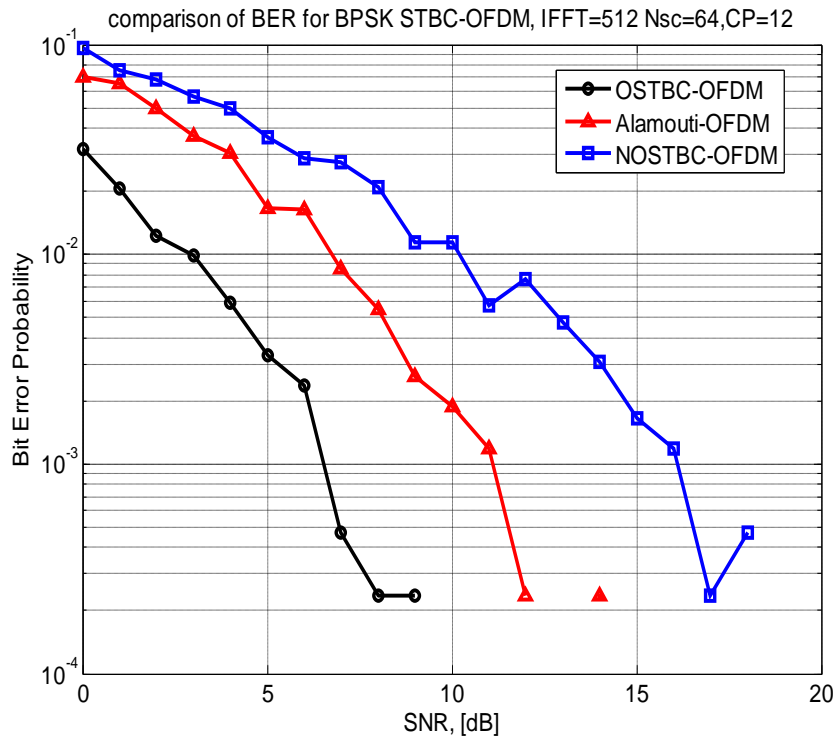
Les trois structures de codes utilisés lors de simulations [97] sont Alamouti code  $g_2$  Orthogonal STBC  $g_4$  et Non Orthogonal STBC  $g'_4$  a la même taille que la matrice  $g_4$  mais l'orthogonalité n'a pas été respectée pour cette matrice construite.

Dans la **première partie** des simulations, nous allons présenter la performance en BER de trois implémentations OSTBC-OFDM (Alam-OFDM, Tarokh-OFDM), et NOSTBC-OFDM en système MIMO composé par  $N_t = N_r = 2$  en supposant toujours un canal d'évanouissement de Rayleigh quasi statique. Nous avons utilisé la modulation BPSK, le détecteur maximum de vraisemblance (MV) pour la détection et deux longueurs d'IFFT 512 et 1024. Les résultats sont présentés dans la figure IV.19 et la figure IV.20.

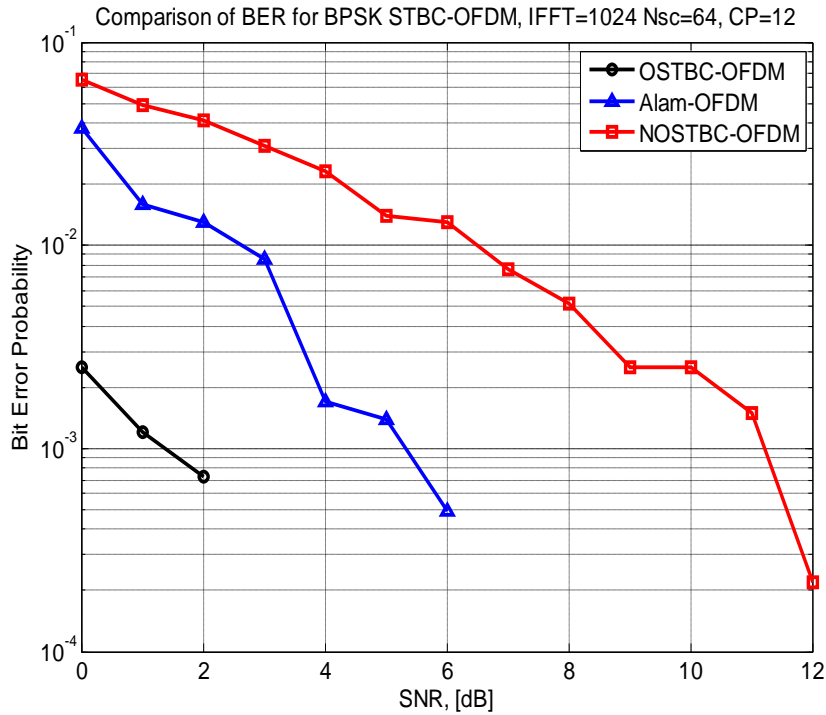
Le tableau suivant présente les paramètres de simulation :

Type de Modulation	BPSK
Nombre d'antennes	2, 2
Canal	Evanouissement de Rayleigh
Nombre de sous porteuse	64, 128, 256
Longueur IFFT	512, 1024
Préfixe Cyclique	12
Taux de code	1, 1/2
Récepteur	Maximum de Vraisemblance

**Tableau IV.4** : Paramètres de simulation



**Figure IV.19** Comparaison de OSTBC-OFDM, Alamouti-OFDM et NOSTBC-OFDM. ( $IFFT = 512, N_{sc} = 64$ )



**Figure IV.20** Comparaison de OSTBC-OFDM, Alamouti-OFDM et NOSTBC-OFDM ( $IFFT = 1024$ ,  $N_{sc} = 64$ )

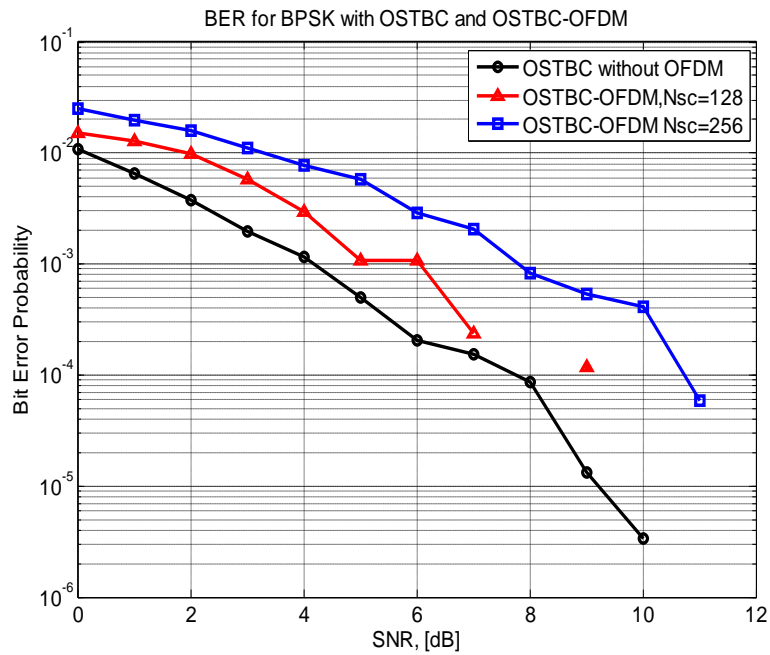
A travers les deux figures nous remarquons que l'architecture OSTBC-OFDM donne de bonnes performances qu'Alam-OFDM et NOSTBC-OFDM respectivement et pour les deux longueurs IFFT (512 et 1024) utilisées dans la simulation.

Ces résultats sont expliqués par le fait du grand ordre de diversité temporel que la matrice code  $g_4$  possède [Tarokh code], ou la séquence engendrée par la modulation BPSK est divisée en 4 blocs de symbole et transmis en 8 slots time. Malgré que dans l'architecture NOSTBC-OFDM, la matrice utilisée possède la même taille que  $g_4$  mais sa performance est dégradée parce que la non-orthogonalité rend le décodage plus complexe.

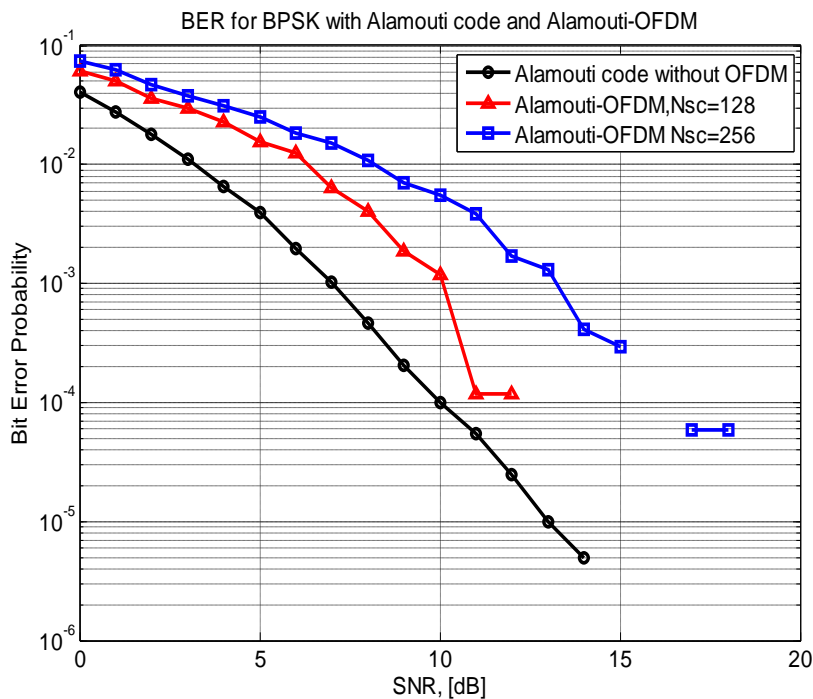
La longueur d'IFFT influe aussi les performances des trois architectures. Comme exemple de comparaison dans la figure IV.20, pour la longueur IFFT 1024,  $BER = 10^{-3}$  est obtenu dans 1.2dB pour OSTBC-OFDM et dans 5.2dB pour Alam-OFDM et dans 11.2dB pour NOSTBC-OFDM. Le même BER est obtenu pour la longueur IFFT 512, dans 6.5dB pour OSTBC-OFDM et dans 11.1dB pour Alam-OFDM et dans 16.1dB pour NOSTBC-OFDM.

Dans la **deuxième partie** des simulations, nous allons faire la comparaison des trois configurations du STBC avec et sans modulation OFDM. Dans les figures IV.21, IV.22 et IV.23, la longueur IFFT est 512 et  $N_{sc}$  est 128 et 256.

Dans les figures : figure IV.24, figure IV.25, figure IV.26, nous avons fixé le nombre de sous porteuses et nous avons utilisé deux longueurs d'IFFT : 512 et 1024.

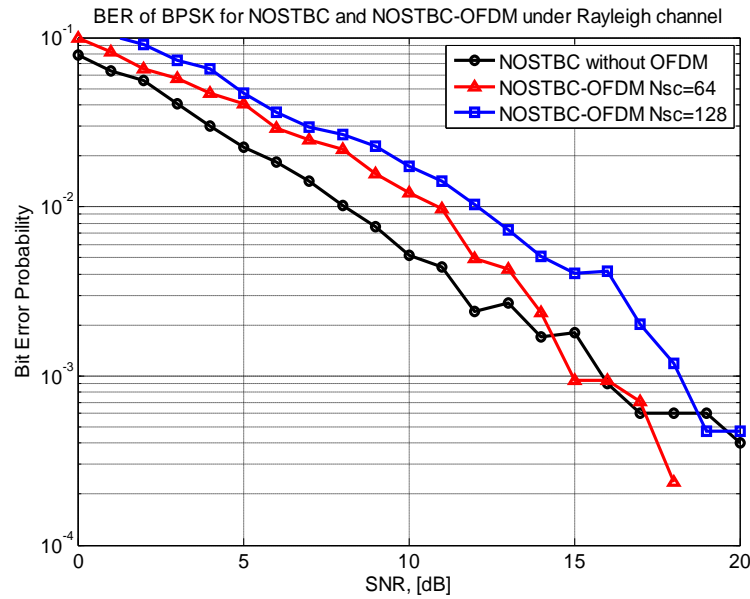


**Figure IV.21** Comparaison du BER entre OSTBC et OSTBC-OFDM ( $IFFT = 512, N_{sc} = 128$  et  $256$ )



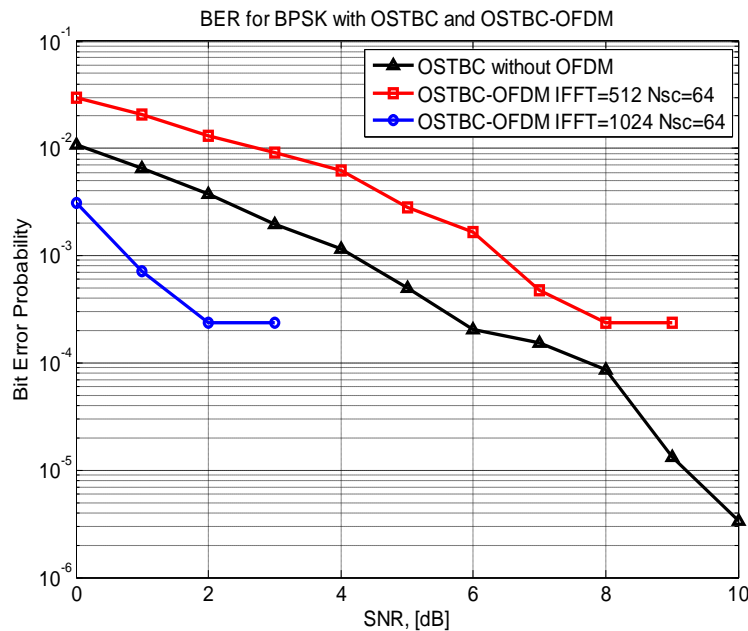
**Figure IV.22** Comparaison du BER entre Alamouti code et Alam-OFDM ( $IFFT = 512, N_{sc} = 128$  et  $256$ )

Nous constatons que les deux configurations OSTBC et Alamouti code sans l'OFDM donnent de bonnes performances par rapport aux deux combinaisons OSTBC-OFDM et Alam-OFDM.

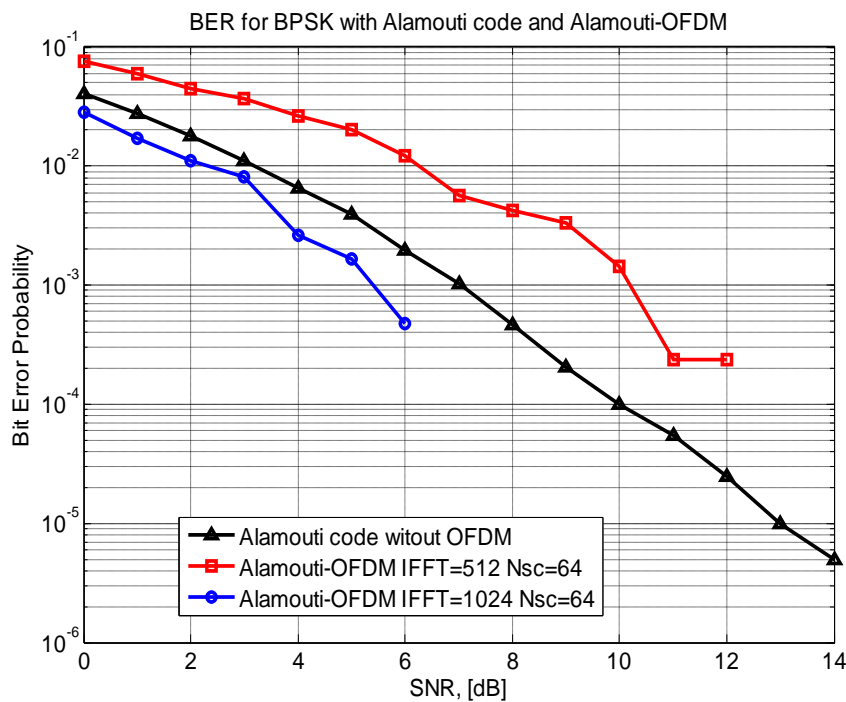


**Figure IV.23** Comparaison du BER entre NOSTBC code et NOSTBC-OFDM ( $IFFT = 512, N_{sc} = 64$  et  $128$ )

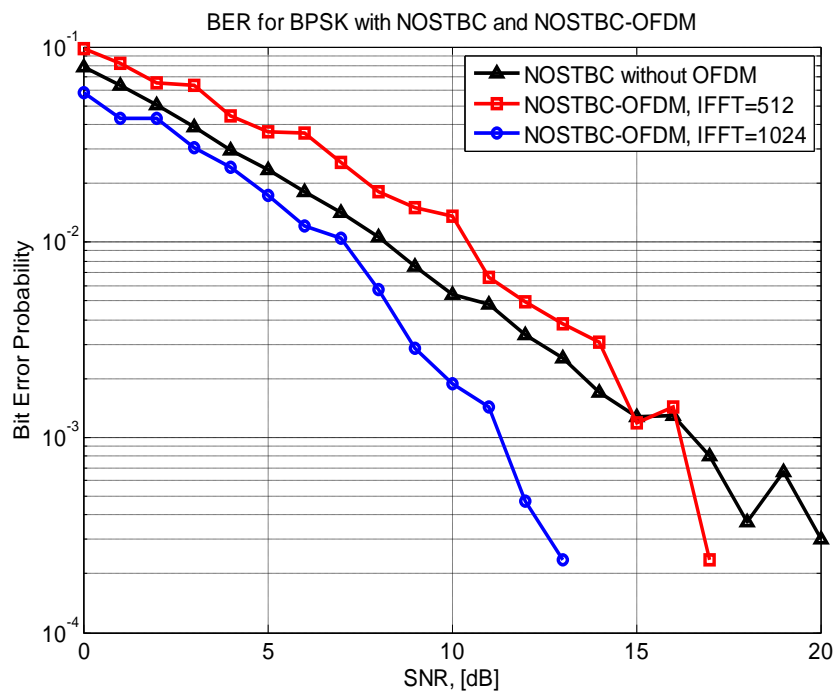
Pour le cas du NOSTBC code (figure IV.23), nous avons remarqué aussi que NOSTBC est meilleur que NOSTBC-OFDM.



**Figure IV.24** Comparaison du BER entre OSTBC et OSTBC-OFDM ( $N_{sc} = 64, IFFT = 512, et 1024$ )



**Figure IV.25** Comparaison du BER entre Alamouti code et Alam-OFDM ( $N_{sc} = 64$ ,  $IFFT = 512$ , et  $1024$ )



**Figure IV.26** Comparaison du BER entre NOSTBC code et NOSTBC-OFDM ( $N_{sc} = 64$ ,  $IFFT = 512$ , et  $1024$ )



Les résultats obtenus par la longueur IFFT 1024 dans les trois figures précédents montrent que les trois configurations STBC-OFDM sont améliorées nettement au terme de BER particulièrement pour les faibles SNR.

#### **IV.10 Conclusion**

Nous avons vu en première partie de ce chapitre les différentes associations possibles avec la modulation multi porteuses comme : SISO-OFDM, MIMO-OFDM, SFBC-OFDM, STBC-OFDM. Dans notre travail de thèse, nous avons en plus assisté sur l'étude de la dernière combinaison.

En deuxième partie, les techniques d'association STBC-OFDM ont été étudiées pour un canal sans fil (modèle d'évanouissement de Rayleigh) en utilisant la modulation BPSK et la détection par maximum de vraisemblance pour un système MIMO de deux antennes d'émission et deux antennes de réception. Nous avons fait l'étude de deux types de code STBC orthogonal (Alamouti code, et Tarokh code) dans un canal de Rayleigh à évanouissement plat et avec la détection Maximum de Vraisemblance. Après, nous avons étudié la performance en termes de BER de l'association des deux systèmes Alamouti-OFDM et Tarokh-OFDM en variant la longueur d'IFFT, le type de modulation et la taille de constellation. A travers les différentes simulations, nous avons obtenus que le système Tarokh-OFDM donne de meilleures performances même en comparaison avec d'autres travaux dans le même contexte et surtout pour des faibles valeurs d'SNR.

## CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Cette thèse porte sur l'étude du codage spatio-temporel dans le contexte d'une transmission MIMO avec l'association de la modulation multi porteuse OFDM. Dans ce travail de thèse, deux domaines de recherche ont été abordés : les codes espace-temps en bloc STBC et la modulation multi porteuse OFDM. L'étude de leur combinaison constitue l'objectif principal de ce travail de thèse.

Le travail a été décomposé en 4 étapes fondamentales :

**La première étape :** dans cette étape, nous avons situé le contexte de l'étude en commençant par un état de l'art sur les réseaux sans fil existants. Ensuite, les caractéristiques des différents types de canaux de propagation ont été rappelées, parce que les principaux problèmes auxquels sont confrontés les systèmes de communications sans fil sont les effets de la propagation multi-trajets, qui sont la conséquence des obstacles stationnaires ou non stationnaires rencontrés par les ondes électromagnétiques lors de leur propagation, tels que la réflexion, la diffraction et la dispersion. Nous étions intéressés par le type d'évanouissement plat qui a été modélisé dans la simulation par le canal Rayleigh à évanouissement plat.

**La deuxième étape :** Cette étape nous a permis de représenter l'impact de l'utilisation de systèmes d'antennes multiples sur l'amélioration de la qualité de la liaison. A titre indicatif, nous avons présenté puis simulé une technique de codage connue adaptée à l'amélioration des performances d'une liaison en termes de BER. Il s'agit du STBC introduit par Alamouti puis généralisé par la suite par Tarokh.

Toujours dans le contexte des techniques améliorant les performances d'une liaison de transmission sans fil, nous avons présenté aussi la technique de modulation multi porteuses (l'OFDM) permettant, d'un côté, de lutter contre les perturbations qu'entraînent les canaux de type MIMO et, d'un autre côté, d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes.

Une combinaison de ces deux techniques présentées est une solution de premier choix dans l'amélioration de la qualité de transmission

**La troisième étape** a été consacrée à la présentation de la technique du codage spatio-temporel à travers les deux types des codes STBC (Alamouti, Tarokh), on a vu la diversité temps-espace proposée par ces deux codes à travers la matrice de code  $g_2$  (Alamouti) et  $g_4$  (Tarokh) avec l'étude de la partie décodage par la règle de détection maximum de

vraisemblance (MV). A travers les simulations, nous avons présenté l'influence du nombre d'antenne en émission et en réception avec un codage STBC sur la performance de la liaison en termes de BER. Nous avons donné également l'implémentation des différentes architectures MIMO avec le codage STBC orthogonal et non orthogonal.

**La quatrième étape :** dans cette étape, nous avons exposé notre modèle proposé d'association STBC-OFDM, en détaillant le modèle mathématique de l'association présenté dans l'émission, le canal et à la réception dont la règle MV est appliquée pour la détection de la séquence binaire originale. Le but de cette partie est toujours dans le contexte des techniques améliorant les performances, pour cela nous avons implémenté dans les simulations deux systèmes d'association (Alam-OFDM) et (Tarokh-OFDM) avec une étude paramétrique (IFFT, type de modulation PSK ou QAM, la taille de la modulation) pour le cas orthogonal (OSTBC-OFDM) et non orthogonal (NOSTBC-OFDM) et sans et avec la modulation OFDM. Nous avons constaté que l'augmentation de la longueur IFFT influence grandement dans l'amélioration de la performance en termes de BER. Par contre, l'augmentation de la taille de modulation soit pour la PSK ou QAM, rend les deux systèmes associés moins performants. La performance enregistrée pour Tarokh-OFDM par rapport Alam-OFDM vient de la différence entre l'ordre de la diversité temporelle montrée dans la matrice de code  $g_4$  (Tarokh) et la matrice de code  $g_2$  (Alamouti).

Nous avons également, comparé les modèles développés avec d'autres modèles de la littérature dans le contexte. Nous avons constaté que nos systèmes sont meilleurs avec certains paramètres et moins meilleurs avec d'autres.

## Perspectives

Comme perspectives à ce travail de thèse, nos suggestions pour les futurs travaux les éléments suivants :

- Intégrer le codage du canal dans le système proposé STBC-OFDM pour améliorer les performances données surtout pour la modulation avec une grande taille de constellation (8-PSK, 8-QAM, 16-QAM).

- Évaluer la performance du système étudié STBC-OFDM dans un canal de Rayleigh à évanouissement rapide qui prend en compte la mobilité du récepteur avec effet doppler.

- Appliquer l'association étudiée dans une application spécifique de communication sans fil, soit la dernière génération du Wi-Fi, WiMax, soit la génération actuelle du mobile LTE.

- Comparer la performance trouvée avec la méthode de détection du maximum de vraisemblance (MV) avec une performance des autres méthodes de détection comme ZF ou MMSE ou d'autres.

- Étudier la différence dans la performance entre l'association codage spatio-temporel OFDM et l'association de multiplexage spatial (V-BLAST-OFDM).

## Les travaux scientifiques

### Publications Scientifiques parues :

**H.A. Bakir, F. Debbat, F.T. Bendimerad**, *Performance Enhancement of OSTBC Applied OFDM Modulation for Wireless Communication Systems*. J. Applied Sci 16 (9): 419-428, August 2016.

**H.A. Bakir, F. Debbat, F.T. Bendimerad**, *Performance Comparison of STBC-OFDM with maximum likelihood detection for Rayleigh fading channel*. Int. Journal of Eng Research Africa. Vol. 26, pp 111-121, October 2016.

### Communications Internationales:

**Bakir.H.A, Debbat.F, Bendimerad.F.T**, *analysis performance of OSTBC-MIMO and comparison of STBC/OSTBC in MIMO systems*. 2<sup>nd</sup> World Conference on Complex Systems (WCCS14). Agadir, Maroc, Nov 2014.

**Bakir.H.A, Debbat.F, Bendimerad.F.T**, *Comparative study of Non Orthogonal STBC and Orthogonal STBC in different architecture of MIMO systems*. 3<sup>rd</sup> International Conference on Information Processing and Electrical Engineering. Tebessa, 24 to 25 Nov 2014.

**Bakir.H.A, Debbat.F, Bendimerad.F.T**, *Study the performance of Alamouti code with OFDM modulation under Wireless Rayleigh Channel*. 2<sup>ème</sup> Conférence internationale sur le traitement de l'information multimédia CITIM'2015 Mascara, 12-13Mai 2015.

## Références

## Références :

- [1] **Cimini. L. G.**, *Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing*, IEEE Trans. Comm, COM-33 (7): 665-675, **July 1985**.
- [2] **Bingham Johon, A.C.**, *Multi carrier modulation for data transmission an idea whose time has come*, IEEE Communication Magazine, Vol 28, issue 5, PP 5-14, **May 1990**.
- [3] **Flemming B. F and Ramjee. P.**, *An Overview of OFDM and related techniques towards development of future wireless multimedia communications*, Radio and Wireless Conference IEEE, 11-14, pp.19-22, **Aug 2002**.
- [4] **Alamouti. S. M.**, *A simple transmit diversity technique for wireless communications*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, **October 1998**.
- [5] **Tarokh. V, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank.**, *Space-time block codes from orthogonal designs*, IEEE Transactions in Information Theory, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, **July 1999**.
- [6] **Lajos Hanzo, Y. Akhtman, Li Wang, M. Jiang.** *MIMO-OFDM for LTE, WIFI, WiMax Cohenrent versus Non coherent and cooperative turbo-transceivers*. Wiley Edition, This edition first published **2011**.
- [7] **Tarokh. V, N. Seshadri, and A.R. Calderbank.**, *Space-time codes for high data rates wireless communications: Performance criterion and code construction*, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, pp. 744-765, **March 1998**.
- [8] **Lavish Kansal, A. Kansal, K. Singh.** *BER Analysis of MIMO-OFDM System Using OSTBC Code Structure for M-PSK under different Fading Channels*. International Journal of Scientific & Engineering Research, Volume 2, Issue 11, **Nov 2011**.
- [9] **Ibra Dioum.**, *Conception de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO - Application aux petits objets nomades communicants*. Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, **2013**.
- [10] **Tse. D et P. Viswanath.**, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, **2005**.
- [11] **Zhong. C.**, *Capacity and performance analysis of advanced multiple antenna communication systems*, UCL (University College London), **2010**.
- [12] **Adil Belhouji.**, *Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM Mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte WiMAX*. Thèse de doctorat, l'université de limoges, **2009**.
- [13] **Labioud. H, H. Afifi, and C. D. Santis.**, *Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee and WiMAX*. Springer, **2007**.

- [14] **P. Roshan and J. Leary**, *Réseaux WiFi : Notions fondamentales*. Cisco Press, **2004**.
- [15] **A. C. Hameau**, *Wi-Fi, maîtriser le réseau sans fil*. Eni Eds, **Juin 2003**.
- [16] **C. Smith**, *LMDS: Local Multipoint Distribution Service*. Mc Graw-Hill Professional, **2000**.
- [17] **D. Chiron, D. C. R. Guedira, M. Giry, T. Monediere, and B. Jecko**, *La boucle locale radio, LMDS : Services Haut Débit*. Lyon, **2001**.
- [18] **C. Hoymann, P. Püttner, and I. Forkel**, *The HIPERMAN standard - a performance analysis*, IST - Mobile & Wireless Communications Summit 2003, vol. 0, pp. 827–831, **Jun 2003**.
- [19] **J. G. Andrews, A. Ghosh, and R. Muhamed**, *Fundamentals of WiMAX Understanding Broadband Wireless Networking*. Pearson Education. Inc, **2007**.
- [20] **K. Chaplin**, *Wireless LANs vs Wireless WANs*, **November 2002**.
- [21] **Aliou Diallo**, *Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO*, Thèse de doctorat, l'université de Nice-Sophia Antipolis, **Nov 2007**.
- [22] **P. Ciais, R. Staraj, G. Kossiavas and C. Luxey**, *Design of an Internal Quad-Band Antenna for Mobile Phones*, IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett., Vol. 14, No. 4, pp. 148-150, **April 2004**.
- [23] **G. Gampala, C. J. Reddy, O. Staebler, et T. Hager**, *Compact Antenna for MIMO LTE Mobile Phone Applications*, Microwave Journal, vol. 55, no. 3, p. 98–110, **2012**.
- [24] **X. Zhao, Y. Lee, et J. Choi**, *Design Of Printed MIMO Antenna With Metamaterial Matching Network For LTE Mobile Handset Application*, in 2011 International Symposium on Antennas & Propagation (ISAP), Jeju, Korea (South), **2011**.
- [25] **S. Sesia, M. Baker, et I. Toufik**, *LTE - The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice*, 2nd Revised edition. Wiley-Black well (an imprint of John Wiley & Sons Ltd), **2011**.
- [26] **V. Tarokh**, *Space time codes for high data rate wireless communication: performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multipaths*".
- [27] **M. Debbah**, *Introduction aux principes de l'OFDM (orthogonal frequency division multiplexing)*. [www.supelec.fr/d2ri/flexibleradio/cours/cours-ofdm-french.pdf](http://www.supelec.fr/d2ri/flexibleradio/cours/cours-ofdm-french.pdf).
- [28] **Simon R. Saunders, A. A. Zavala** *Antennas and propagation for wireless communication systems*. Books second edition, edition of John Wiley & Sons, LTD.
- [29] **C. Shannon**, *A mathematical theory of communication*, Bell system technical journal, 27, 379–423 and 623–56, 1948. Reprinted in Claude Elwood Shannon: collected papers, edited by N.J.A. Sloane and A.D. Wyner, IEEE Press, New York, ISBN 0-78-0304349, **1993**.



- [30] **H. Jafarkhani**, *Space-Time Coding: Theory and Practice*. Cambridge University Press, **2005**.
- [31] **A. Choumane**, *Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité*, thèse, Université de Limoges, **2011**.
- [32] **C. Tounou**, *Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts : mesures de performances en environnement réel*, thèse de doctorat, Université de Limoges, **2008**.
- [33] **C. Zhong**, *Capacity and performance analysis of advanced multiple antenna communication systems*, UCL (University College London), **2010**.
- [34] **Alexandre Boyer**, *antennes & outils et modèles pour la transmission*, support de cours énoncé de travaux dirigés, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, **2014**.
- [35] **adlane chaboub**, *étude des algorithmes de traitement de signal requis pour un système de communication mimo*, mémoire présenté à l'école de technologie supérieure à Montréal comme exigence partielle à l'obtention de la maîtrise en génie électrique, **2003**.
- [36] **Biglieri. E**, *Coding for the Fading Channel: A Survey*. Signal Processing for Multimedia J.S. Byrnes (Ed.) IOS Press, **1999**.
- [37] **Ayman F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank**, *Space time coding and signal processing for high data rate wireless communication: increasing data rates on wireless channels*, IEEE Signal processing Mag, PP 79-92. **May 2000**.
- [38] **J. Proakis**, *Digital communication*, 3<sup>rd</sup>. New York : McGraw-Hill, **1995**.
- [39] **A. van Zelst and T. C. W. Schenk**, *Implementation of MIMO OFDM-based Wireless LAN System*, IEEE Trans. On Signal Processing, Vol. 52, no. 2, pp.483-494, Feb. **2004**.
- [40] **Olivier Berder**, *Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes*. Thèse de doctorat, soutenu à l'université de Bretagne Occidentale **2002**.
- [41] **B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou**, *Coded orthogonal frequency division multiplex*. IEEE Proceedings, 83(6):982–996, **1995**.
- [42] **G. Burel, C. Boudier, and O. Berder**, *Detection of direct sequence spread spectrum transmissions without prior knowledge*, In Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom), volume 1, pages 236–239, San Antonio (TX), USA, **November 2001**.
- [43] **O. Berder, C. Boudier, and G. Burel**, *Identification of frequency hopping communications*. In Proceedings of WSEAS Conference on Circuits, Systems, Communications and Computers (CSCC), pages 3851–3856, Vouliagmeni, Greece, **July 2000**.
- [44] **R. G. Vaughan**, *Polarization diversity in mobile communications*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 39:177–186, **August 1990**.

- [45] **V. Erceg, L. Greenstein, S. Tjandra, S. Parkoff, A. Gupta, B. Kulic, A. Julius and R. Bianchi**, *An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 17(7) :1205-1211, **July 1999**.
- [46] **W. C. Jakes**, *Microwaves mobile communications*, McGraw-Hill, New-York, **1982**.
- [47] **A. Mansour, C. Jutten, and P. Loubaton**, *Adaptive subspace algorithm for blind separation of independent sources in convolutive mixture*, IEEE Transactions on Signal Processing, 48 (2): 583-586, **February 2000**.
- [48] **A. Wittneben**, *Base station modulation diversity for digital simulcast*, In Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'91), pages 848-853, **May 1991**.
- [49] **N. Seshadri and J. H. Winters**, *Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmission systems using transmitted antenna diversity*, International Journal of Wireless Information Networks, 1(1) :49-59, **January 1994**.
- [50] **M.A. Khalighi, K. Raouf, and G. Jourdain**, *Capacity of wireless communication systems employing antenna arrays*, Journal of Wireless Personal Communications", No. 23, PP 321-352, Kluwer academic publishers, **2002**.
- [51] **Daoud Karakolah**, *Conception et prototypage d'un récepteur itératif pour des systèmes de transmission MIMO avec précodage linéaire*. Thèse de doctorat, Telecom Bretagne en habilitation conjointe avec l'Université de Bretagne-Sud, **Novembre 2009**.
- [52] **G. J. Foschini and M. J. Gans**, *On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas*, Wireless Personal Communications, vol. 6, pp. 311–335, **March 1998**.
- [53] **G. J. Foschini**, *Layered space-time architecture for wireless communication in fading environments when using multi-element antennas*, Bell Labs Technical Journal, pp. 41–59, **1996**.
- [54] **A. J. Paulraj, D. Gore, R. U. Nabar, and H. Bölcskei**, *An Overview of MIMO Communications : A Key to Gigabit Wireless*. Proceedings of the IEEE, pp. 198–218, **2004**.
- [55] **L. Zheng and D. N. C. Tse**, *Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels*. IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, no. 5, pp. 1073–1096, **May 2003**.
- [56] **B. Hassibi and B. M. Hochwald**, *High-rate codes that are linear in space and time*. IEEE Transactions on Information Theory, vol. 48, pp. 1804–1824, **2002**.
- [57] **J. C. Belfiore, G. Rekaya, and E. Viterbo**, *the Golden code: a  $2 \times 2$  full-rate space-time code with non-vanishing determinants* .in ISIT'04, IEEE International Symposium on Information Theory, pp. 310–310, **July 2004**.

- [58] **M. O. Damen, K. Abed-meraim, and J. C. Belfiore**, *Diagonal algebraic space-time block codes*. IEEE Transactions on Information Theory, vol. 48, pp. 628–636, **2002**.
- [59] **H. El Gamal and M. O. Damen**, *Universal space-time coding*. IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, pp. 1097–1119, **2003**.
- [60] **J. Winters**, *Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference*, Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, vol. 2, no. 4, pp. 528–539, 1984.
- [61] **Ali Rachini**, *Etude de la synchronisation temporelle dans les systèmes MIMO-OFDM appliqués aux réseaux mobiles*. Thèse doctorat, INSA Rennes, **2014**.
- [62] **D. Dromard and D. Seret**, *Architecture des réseaux*. Pearson, 2nd ed., **Jun 2013**.
- [63] **H. Jafarkhani**, *Space-Time Coding: Theory and Practice*. Cambridge University Press, 1st ed., **2010**.
- [64] **B. V. Branka Vucetic, Jinhong Yuan**, *Space-Time Coding*. Wiley, 1st ed., **2003**.
- [65] **I. E. Telatar**, *Capacity of multi-antenna gaussian channels*. European Transactions On Telecommunications, vol. 10, pp. 585–595, **1999**.
- [66] **Ghaya Rekaya. B. O**, *Nouvelles Constructions algébriques de codes spatio-temporels atteignant le compromis, Multiplexage-Diversité*. Thèse doctorat, Télécom paris l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, **2004**.
- [67] **E. Telatar**, *Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels*. Internal technical report, Bell Laboratories <http://mars.bell-labs.com/papers>. **June 1995**
- [68] **E. Biglieri and G. Taricco**, How far away is infinity? Using asymptotic analyses in multiple-antenna capacity calculations. JWCC Barolo, Italy, **Novembre 2002**.
- [69] **E. Biglieri, J. Proakis, and S. Shamai**, *Fading Channels: Information-Theoretic and Communications Aspects*. IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, pp. 2619–2692, **October 1998**.
- [70] **Tim Brown, E.D. Carvalho, P. Kyritsi**, *Practical guide to MIMO radio channel with Matlab examples*. John Wiley & Sons Ltd, 1<sup>st</sup> edition **2012**.
- [71] **Charan Langton, Bernard Sklar**, *Finding MIMO Tutorial 27, Oct 2011*. [www.complextoreal.com](http://www.complextoreal.com) Tutorial 27
- [72] **H. Yao and G.W.Wornell**, *Achieving the Full MIMO Diversity-Multiplexing Frontier with Rotation-Based Space-Time Codes*. in Proceedings Allerton Conference on Communication, Control, and Computing, (Illinois), **October 2003**.

[73] **P. Elia, K. R. Kumar, S. A. Pawar, P. V. Kumar, and H. f Lu**, *Explicit, Minimum- delay Space-Time Codes Achieving The Diversity-Multiplexing Gain Tradeoff*. Proceedings. International Symposium on Information Theory, 2005. ISIT **2005**.

[74] **Merah Hocine**, *Conception d'un MODEM de la quatrième génération (4G) des réseaux de mobiles à base de la technologie MC-CDMA*. Mémoire de magister, Université de sétif. **2012**.

[75] **I. Baig, V. Jeoti**, *On the PAPR Reduction: A ZCMT Precoding Based Distributed- OFDMA Uplink System*. International Conference on Electrical, Control and Computer Engineering, Pahang, Malaysia, 978-1-61284-230-1, PP\_505-510, **June 21-22, 2011**.

[76] **Arnaud Massiani**, *Prototypage de Systèmes Haut Débit combinant étalement de Spectre, Multi-porteuses et Multi- antennes*. Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées, Rennes, **Novembre 2005**.

[77] **A. Kopecki, S. Rimac-Drlje**, *Analysis of Measurement Results of DVB-T Signals in Croatia*. 53rd International Symposium ELMAR, Zadar, Croatia, PP\_277-280, 14-16 **September 2011**.

[78] **Baouni Abdelkhalek**, *estimation du canal et elimination des interférences ici dans les communications mobiles avec modulation ofdm*. Université Mentouri Constantine, Thèse Magister.

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

[80] **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.

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

[82] **M. O. Damen, A. Tewfik, and J.-C. Belfiore**, *A Construction of a Space-Time Code Based on Number Theory*, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 48, pp. 753–760, **March 2002**.

[83] **S. Galliou and J.-C. Belfiore**, *A New Family of Full Rate, Fully Diverse Space-Time Codes Based on Galois Theory*, in Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory, Lausanne, Switzerland, p. 419, **July 2002**.

[84] **B. A. Sethuraman, B. S. Rajan, and V. Shashidhar**, *Full-Diversity, High-Rate Space-Time Block Codes From Division Algebras*, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, pp. 2596–2616, **October 2003**.

[85] **P. Dayal and M. K. Varanasi**, *An Optimal Two Transmit Antenna Space-Time Code and its Stacked Extensions*, in Proceedings of Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Monterey, CA.

[86] **Ilham Ouachani**, *analyse de performance de systèmes de communications sans-fils exploitant micro- et macro-diversité*, Thèse de doctorat, soutenue à l'Université de PARIS XI ORSAY **2005**.

[87] **B. Glance and L. Greenstein**. *Frequency-selective fading effects in digital mobile radio with diversity combining*. IEEE Trans. on Communications, 31:1085–1094, **September 1983**.

[88] **F. Adachi and K. Ohno**. *BER performance of QDPSK with post-detection diversity reception in mobile radio channels*. IEEE Trans. On Veh. Technol., 40 : 337–249, **February 1991**.

[89] **Steredenn Daumont**, *Techniques de démodulation aveugle en interception de signaux MIMO*. Thèse de doctorat, soutenue à Supélec-Rennes le **04 décembre 2009**.

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

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

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

[93] **V. Tarokh, S. Alamouti, and P. Poon**. *New detection schemes for transmit diversity with no channel estimation*. In IEEE International Conference on Universal Personal Communications, volume 2, pages 917–920, **Octobre 1998**.

[94] **Vincent Le Nir**, *Étude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multi porteuses*. Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes. **2004**.

[95] **H. A Bakir., F. Debbat, F. T. Bendimerad**, *analysis performance of OSTBC-MIMO and comparison of STBC/OSTBC in MIMO systems*. 2<sup>nd</sup> World Conference On Complex Systems (WCCS14). Agadir, Maroc, **Nov 2014**.

- [96] **H.A. Bakir, F. Debbat, F.T Bendimerad**, *Performance Enhancement of OSTBC Applied OFDM Modulation for Wireless Communication Systems*. J. Applied Sci 16 (9):419-428, **2016**.
- [97] **H. A. Bakir, F. Debbat, F. T. Bendimerad**, *Performance Comparison of STBC-OFDM with maximum likelihood detection for Rayleigh fading channel*. Int. Journal of Eng Research Africa. Vol. 26, pp 111-121. **Octobre 2016**.
- [98] **Yousif Ibrahim hammadi**. *Study and design of mimo – ofdm system operating over wireless channel*. çankaya university graduate school of natural and applied sciences electronic and communication engineering. **2003**.
- [99] **Hadi ,W. A. H.** *Enhancement of DWT-OFDM-CDMA System Using Turbo Coding*, Doctor of Philosophy thesis, Department of Electrical & Electronic Engineering, University of Technology, Iraq. **2006**.
- [100] **Thayaparan. T.** *Resource Allocation in OFDM Cellular Networks*, Doctor of Philosophy thesis, Department of Electrical and Electronic Engineering, University of Melebourne, Australia. **2006**.
- [101] **Rintamaki, M.** *Adaptive Power Control in CDMA Cellular Communication Systems*. **2005**.
- [102] **Ali Hattem J. A.** *Design and Implementation of Software Radio Receiver Over Mobile Channel*, M.Sc. Thesis, Al-Nahrain University. **2004**.
- [103] **Biglieri. E, Calderbank. R, Constantinides. A, Goldsmith A, Paulraj. A, Poorh. V** *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press, USA. **2007**.
- [104] **Jankiraman. M.** *Space-Time Codes and MIMO Systems*, Artech House, Boston, London. **2004**.
- [105] **Sellathamby Suthaharan.** *space- time coded mimo-ofdm systems for wireless communications: signal detection and channel estimation*. Master of Engineering, Université National de Singapore. **2003**.
- [106] **Marie-jo Sée Vincent Hogue.** *Étude comparative des estimateurs de canaux en vue d'une implantation dans un système de télécommunication sans fil de type mimo-ofdm*.comme exigence partielle de la maîtrise en génie électrique, université du Québec, **Déc 2009**.
- [107] **K.F Lee and D.B. Williams**, *A Space-Time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels*, in Proc. IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, Cambridge, MA, pp.149-152, **2000**.
- [108] **Ansari. E. A, Nandana. R** ,*Exact SER Analysis of OSTBC MIMO-OFDM Systems Over Uncorrelated Nakagami-m Fading Channels*. IEEE proceedings 2009. **Autumn 1996**.

- [109] **Khavitha. K.V.N, S Ghosh, A. Keetey, S. K,** *Error Rate Analysis of STBC-OFDM System with Efficient Channel Coding Technique at low SNR*, International Journal of Applied Engineering Research. Volume 9 Number 16, pp. 3481-3494, **2014**.
- [110] **F.Afghah, M. Ardebilipour and A.Razi, 2008.** *Fast Turbo Codes Concatenated With Space-Time Block Codes*. Journal of Applied Sciences, 8(16):2867-2873, **2008**.
- [111] **Alam Zaib and Tareq. Y.** *Blind and semi-blind ML detection for space-time block-coded OFDM wireless systems*. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing **2014**.
- [112] **Ripan Kumar. R, TusharKanti. R.** *BER Analysis of MIMO-OFDM System using Alamouti STBC and MRC Diversity Scheme over Rayleigh Multipath Channel*. Volume 13 Issue 13 version 1.0, Global Journal of Researches in Engineering Electrical and Electronics Engineering. **2013**.
- [113] **Manoj.B, Suresh.K,** *Digital modulation schemes employed in wireless communication: A literature review*. International journal of engineering, Applied and Management Sciences Paradigms. Vol. 14, Issue 01, **April 2014**.
- [114] **Corte-Pena, L.M,** *MIMO Space-Time Block Coding (STBC): simulations and results, design*, Georgia Tech (ECE6604), PP: 1-8, **April 2009**
- [115] **Manik. G, A. Kalra and S. Kalra,** *Performance Analysis of STBC- OFDM System Under Multipath Fading Channel*. International Journal of Soft Computing and Engineering (IJSCE) ISSN: 87-90, Volume-1, Issue-6, **January 2012**.