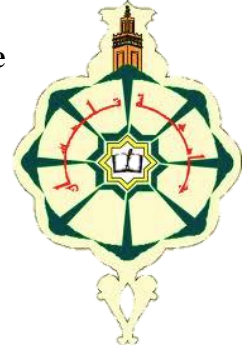




République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



# Mémoire

Présenté

A L'UNIVERSITÉ DE TLEMCEM  
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE  
DÉPARTEMENT DE TELECOMMUNICATION

Pour l'obtention du diplôme de

**MASTER**

Spécialité : “ Réseaux et Systèmes de Télécommunication ”

Présenté par :

**LADHEM Bouchra**

**MAHDAD Latifa**

*Etude l'association des antennes MIMO à Maximisation du rapport signal sur bruit avec la technique Multi-porteuses OFDM*

Soutenu en Juin 2015 devant le Jury :

BEN ADDA Belkacem	Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Président
BOURSSALI Ahmed Riad	Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Examineur
BAHRI Sidi Mohammed	Maitre de conférences (B) à l'université de Tlemcen	Encadreur

*\* \* Remerciement \* \**

*Qu'il nous soit permis de présenter ici nos remerciements à tout un petit monde de personnes qui ont rendu possible la présente étude et qui ont contribué à son élaboration sous quelque forme que ce soit.*

*Nous remercions tout d'abord, « Allah » qui nous a donné la force et le courage afin de parvenir à élaborer ce modeste travail.*

*Nous tenons à dire notre reconnaissance envers Monsieur BAHRI SIDI MOHAMED, malgré les prérogatives qui sont siennes, a accepté sans réserve, de diriger ce projet de fin d'études. Il s'y est grandement impliqué par ses directives, ses remarques et suggestions.*

*Nous ne manquerions pas non plus de dire un grand merci aux membres du jury Monsieur BAN ADDA BELKACEM Maitre de conférence à l'université ABOU BEKR BELKAID et Monsieur BORSSALI AHMED RIAD Maitre de conférence à l'université ABOU BEKR BELKAID qui ont accepté, sans aucune réserve, d'évaluer ce mémoire à sa juste valeur, et de nous faire part de leurs remarques sûrement pertinentes qui, avec un peu de recul, contribueront, sans nul doute, au perfectionnement du présent travail.*

*Les encouragements de nos amis et de nos collègues étaient la bouffée d'oxygène qui nous ressourçait dans les moments pénibles, de solitude et de souffrance, où l'on a terriblement besoin d'un petit mot, d'un petit geste, aussi humble soit-il, de soutien moral.*

*Et Nous en venons à nos familles, à nos adorables parents, à ceux qui sont toujours présents et continuent de l'être pour faire notre bonheur. Merci*

## Remerciement

---

*pour tous vos sacrifices pour que vos enfants grandissent et prospèrent. Merci de trimer sans relâche, malgré les péripéties de l'âge, de la santé, de la vie, au bien-être de vos enfants.*

*Enfin ! Merci aussi à nos frères et sœurs, merci d'être toujours à nos côtés, par votre présence, par votre amour, pour donner du goût et du sens à notre vie de famille.*

*Nous sommes néanmoins seuls et uniques responsables des oublis, des lacunes et des faiblesses que peut contenir la présente étude.*

---

## Dédicaces

*A mes chers parents, qui m'ont donné tout le courage, la tendresse*

*Et la patience.*

*A mes frères et mes chères sœurs.*

*A toute la famille LADHEM*

*Et surtout à tous mes chers amis*

*Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs*

*A toute la promo de RST 2014/2015*

*Je dédie ce travail.*

Bouchra

*A mes chers parents, A mon mari, qui m'ont donné tout le courage, la*

*tendresse*

*Et la patience.*

*A mon frère et mes chères sœurs.*

*A toute la famille MAHDAD*

*A ma belle-famille BENSALAM*

*Et surtout à tous mes chers amis*

*Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs*

*A toute la promo de RST 2014/2015*

*Je dédie ce travail.*

Latifa

*A l'âme de notre cher amie BOUKLI OMER*



---

# *Résumé*

Les canaux de propagation en particulier dans les zones urbaines et intra-bâtiments présentent une propagation riche en trajets multiples.

La solution à ces problèmes consiste à combiner toute l'énergie disponible à partir de l'émetteur désiré et la réjection à la réception de tous les signaux interférences des autres systèmes. Pour ce faire, il convient de développer des techniques de transmission dites MIMO (Multiple Input, Multiple Output) associé avec les modulations multi-porteuses (OFDM) avec un algorithme adaptatif désigné pour les antennes intelligentes. Cet algorithme est basé sur la maximisation du rapport signal sur bruit SINR.

L'OFDM est étudié pour des antennes multiples en vue de faire exploiter une robustesse efficace contre les effets multi-trajets et la transmission haute débits, aussi la diversité offerte par le système MIMO pour les canaux radio mobile.

Notre simulation par MATLAB, dans un canal à évanouissement de Rayleigh avec la présence des interférences permet de vérifier les performances du système. Les résultats de simulation montrent que notre système réalise une bonne performance dans un système à plusieurs utilisateurs.

## *Mots clés*

---

Antennes MIMO, antennes adaptatif à maximisation du rapport signal sur bruit, technique Multi-porteuses OFDM, antennes MIMO adaptatif.

---

# *Abstract*

Especially the propagation channels in urban and intra-buildings have a rich multipath propagation.

The solution to these problems is to combine all available energy from the transmitter desired and the rejection to the receipt of all interference signals from other systems. To do this, should be developed so-called MIMO transmission technology (Multiple Input, Multiple Output) associated with the multi-carrier modulation (OFDM) with a designated adaptive algorithm for smart antennas. This algorithm is based on maximizing the signal to noise ratio SINR.

OFDM is designed for multiple antennas in order to operate a robust effective against multi-path effects and high transmission rates, as the diversity offered by the MIMO system for mobile radio channels.

Our MATLAB simulation in a channel Rayleigh fading with the presence of interference can check performance system. Simulation results show that our system performed well in a multi-user system.

## *Key Words*

---

Antennas MIMO, smart antennas for maximizing the signal to noise ratio, technology Multi-carrier OFDM, smart antennas MIMO.

---

## الملخص

القنوات نشر داخل المدن الغنية و مع وجود المباني لها انتشارات المتعددة الاتجاهات .  
الحل لهذه المشاكل هو الجمع بين كل الطاقة المتاحة من المحطة المطلوبة والرفض استلام جميع إشارات التي  
تدخل من الأنظمة الأخرى . للقيام بذلك، ونحن بحاجة لتطوير ما يسمى التكنولوجيا نقل MIMO ( متعددة  
الإدخال، المتعدد الإخراج) المرتبطة مع تشكيل متعددة الناقل (OFDM) مع خوارزمية التكيف المخصصة  
للاهوائيات الذكية . وتستند هذه الخوارزمية على تعظيم إشارة إلى نسبة الضوضاء SINR.  
تم تصميم OFDM لهوائيات متعددة من أجل العمل على المتانة الفعالة ضد الأثر المتعددة ومعدلات نقل عالية،  
حيث أن التنوع التي يتيحها النظام MIMO عن قنوات الراديو المحمولة.  
لدينا المحاكاة MATLAB في قناة يتلاشى Rayleigh مع وجود التداخل يمكن التحقق من أداء النظام وتبين  
نتائج المحاكاة أن أداء نظامنا جيدا في النظام مع العديد من المستخدمين.

---

---

## **Table de matière**

<i>Remerciement</i> .....	I
<i>Dédicaces</i> .....	III
<i>Résumé</i> .....	IV
<i>Abstract</i> .....	V
<i>المخلص</i> .....	VI
<i>Table de matière</i> .....	V
<i>Table des figures</i> .....	X
<i>Abréviation</i> .....	XII

<i>Introduction Générale</i> .....	1
------------------------------------	---

### **Chapitre I : Généralité sur la transmission sans fil**

<i>I Introduction</i> :.....	5
<i>II Canaux de transmission</i> :.....	5
<i>II.1 Canal binaire symétrique</i> :.....	6
<i>II.2 Canal à bruit additif blanc gaussien</i> :.....	7
<i>II.3 Canal à évanouissements</i> :.....	7
<i>II.4 Canal à évanouissements et bruit additif blanc gaussien (canal de Rayleigh)</i> :.....	8
<i>III Canaux à évanouissement</i> :.....	8
<i>III.1 Les évanouissements à grande échelle</i> :.....	9
<i>III.2 Les évanouissements à petite échelle</i> :.....	9
<i>III.2.1 Evanouissement uniforme</i> :.....	10
<i>III.2.2 Evanouissement rapide</i> :.....	10
<i>III.2.3 Evanouissement lent</i> :.....	10
<i>III.2.4 Evanouissement Rayleigh</i> :.....	10
<i>IV Sélectivité d'un canal de communication</i> .....	10
<i>IV.1 Sélectif en fréquence</i> :.....	11

---

IV.2	Sélectif en temps :.....	11
IV.3	Canal sélectif en temps et en fréquence :.....	12
IV.4	Canal non sélectif : .....	12
V	Modélisation d'un canal de propagation :.....	13
V.1	Modèles déterministes :.....	13
V.2	Modèles stochastiques : .....	14
VI	Notion de diversité : .....	14
VI.1	La diversité spatiale :.....	15
VI.2	La diversité temporelle : .....	15
VI.3	La diversité fréquentielle : .....	15
VI.4	Diversité spatio-temporel :.....	16
VI.5	Diversité de polarisation :.....	16
VI.6	Diversité angulaire : .....	16
VI.7	Diversité de parcours :.....	17
VI.8	Diversité transformée :.....	17
VII	Conclusion : .....	17

## **Chapitre II : Techniques de modulation multi-porteuse : OFDM**

I	Introduction : .....	19
II	Principe de L'OFDM : .....	19
III	Modulation multi porteuses : .....	20
IV	Avantages et inconvénients de l'OFDM : .....	24
V	Conclusion : .....	25

## **Chapitre III : Antennes intelligente dans les systèmes de communication mobile**

I	Introduction :.....	27
II	Réseaux d'antennes : .....	28

---

II.1	Définition :	28
II.2	Réseau linéaire à gradient de phase :	28
III	Antennes intelligentes :	30
III.1	Récepteur d'antenne intelligente :	30
III.2	Émetteur d'antenne intelligente :	32
III.3	Concept d'antennes intelligentes :	32
IV	Avantage des antennes intelligentes :	34
IV.1	Réduction de la taille du motif (RTM) :	34
IV.2	Accès Multiple par Répartition Spatiale, AMRS (SDMA, Space Division Multiple Access) :	35
V	Type des antennes intelligentes :	35
V.1	Systèmes à faisceaux commutés (SBA) :	36
V.2	Antennes adaptatives :	37
VI	Formation de voies et annulation d'interférents :	38
VII	Formation de voies optimales :	40
VII.1	Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile :	40
VII.2	Technique basée sur un signal de référence :	41
VII.3	Algorithmes adaptatifs :	41
VIII	Conclusion :	41

## **Chapitre IV : Technologie MIMO**

I	Introduction :	44
II	Présentation des systèmes multi-antennes :	44
III	Concept et capacité des canaux MIMO :	46
III.1	Système SISO :	46
III.2	Système MISO :	46
III.3	Système SIMO :	47
III.4	Système MIMO :	47
IV	Système MIMO à base de codes spatio-temporels :	48
IV.1	Codage spatio-temporel en treillis :	49

---

IV.2	Codage spatio-temporel en blocs :.....	50
V	Système MIMO à base de multiplexage spatial : .....	52
V.1	Architecture D-BLAST : .....	52
V.2	Architecture V-BLAST : .....	53
V.3	Architecture H-BLAST : .....	54
VI	MIMO beamforming : .....	55
VII	Récepteurs les plus courants: .....	56
VII.1	Récepteur linéaire du Forçage à Zéro (ZF) : .....	56
VII.2	Récepteur linéaire MMSE : .....	57
VII.3	Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV): .....	57
VIII	Conclusion : .....	58

## **Chapitre V : Implémentation des algorithmes adaptatifs pour une chaîne MIMO OFDM**

I	Introduction : .....	60
II	OFDM : .....	60
II.1	Etude de la technique multi-porteuses OFDM : .....	60
II.2	Le taux d'erreurs pour le système OFDM avec différents canaux retardés	62
II.3	Influence de l'intervalle de garde : .....	63
II.4	Etude des performances de L'OFDM associé aux modulations M-QAM et M-PSK : 63	
III	MIMO Beamforming : .....	65
III.1	Paramètre de simulation : .....	68
III.2	Maximisation du rapport SINR basant sur l'algorithme itératif : .....	69
IV	MIMO Beamforming associé aux modulations multi-porteuses OFDM : .....	71
IV.1	Principe de l'association MIMO-OFDM : .....	72
IV.2	Etude de système MIMO-OFDM : .....	73
IV.3	Paramètres de simulation : .....	73
IV.4	Etude des performances du système MIMO adaptatif avec les modulations M-QAM et M-PSK : .....	74
IV.5	Influence du nombre de trajets sur les performances du système : .....	76

---

<i>IV.5.1 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour <math>M=N= 2 \times 2</math> :</i>	76
<i>IV.5.2 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour <math>M=N= 3 \times 3</math> :</i>	77
<i>IV.5.3 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour <math>M=N= 4 \times 4</math> :</i>	78
<i>IV.5.4 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour <math>M=N= 8 \times 8</math> :</i>	79
<i>IV.6 Influence du nombre du symbole affecté par les retards sur le système MIMO-OFDM :</i>	80
<i>V Conclusion :</i>	81
<i>Conclusion Générale</i>	82
<i>Annexe A</i>	84
<i>Bibliographié</i>	90



## Table de figure

Figure I.1 : Schéma équivalent de canal de transmission .....	6
Figure I.2 : Description d'un canal binaire symétrique .....	6
Figure I.3 : Diagramme de canal binaire symétrique.....	7
Figure I.4 : Un canal sélectif en fréquence .....	11
Figure I.5 : Tableau récapitulatif des différentes sélectivités .....	12
Figure I.6 : Transmission de même signal sur plusieurs intervalles temporels .....	15
Figure I.7 : Transmission de même signal sur plusieurs intervalles fréquentielles .....	16
Figure II.1 : Spectre d'amplitude de 4 sous-porteuses orthogonales .....	21
Figure II.2 : format d'un symbole OFDM .....	22
Figure II.3 : Emetteur OFDM standard .....	23
Figure II.4: Récepteur OFDM standard .....	23
Figure III.1: Représentation d'un réseau linéaire .....	28
Figure III.2: Schéma représentatif d'un réseau linéaire .....	29
Figure III.3: Antenne intelligente réceptrice .....	31
Figure III.4: Antenne intelligente émettrice .....	32
Figure III.5: Le principe de base d'une antenne intelligente. ....	33
Figure III.6: Principe de la technique RTM.....	34
Figure III.7: Principe de la technique SDMA.....	35
Figure III.8: Antenne intelligente à faisceau commuté .....	36
Figure III.9: Réseau d'antenne adaptative. ....	37
Figure III.10 : Configuration de l'antenne pour la formation de voies. ....	40
Figure IV.1 : Architecture MIMO générique .....	45
Figure IV.2 : codage spatio-temporel .....	49
Figure IV.3 : exemple de code ST en treillis à 4 états. ....	50
Figure IV.4 : schéma de code Alamouti. ....	51
Figure IV.5 : Architecture d'un émetteur D-BLAST.....	53

Figure IV.6 : Principe de l'Architecture V-BLAST. ....	54
Figure IV.7 : Principe de l'Architecture H-BLAST. ....	54
Figure IV.8 : Système MIMO à codage spatio-temporel utilisant la formation de faisceaux en réception. ....	56
Figure V.1: Emetteur OFDM .....	61
Figure V.2: Récepteur OFDM .....	61
Figure V.3: Influence des nombres des trajets sur L'OFDM .....	62
Figure V.4: L'intérêt de l'Intervalle de Garde. ....	63
Figure V.5: Comparaison de BER pour différent types de modulations QAM .....	64
Figure V.6: Comparaison de BER pour différent types de modulations PSK.....	65
Figure V.7 : La configuration MIMO Beamforming .....	66
Figure V.8 : Performances du système MIMO adaptatif 2×2.....	69
Figure V.9 : Performances du système MIMO adaptatif 3×3.....	70
Figure V.10 : Performances du système MIMO adaptatif 4×4.....	70
Figure V.11: Performances du système MIMO adaptatif 8×8.....	71
Figure V.12: bloc d'émission MIMO-OFDM. ....	72
Figure V.13: bloc de réception MIMO-OFDM. ....	72
Figure V.14: le BER pour la modulation numérique PSK.....	74
Figure V.15: le BER pour la modulation numérique QAM.....	75
Figure V.16 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM / M=N=2×2.....	76
Figure V.17: Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM /M=N=3×3.....	77
Figure V.18: Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM / M=N=4×4.....	78
Figure V.19: Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM / M=N=8×8.....	79
Figure V.20: l'influence des symboles retardés .....	80



## *Abréviation*

<b>AG</b>	<b>Algorithme Génétique</b>
<b>BBAG</b>	<b>Bruit Blanc Additif Gaussien</b>
<b>BLAST</b>	<b>Bell Labs Space Time Architecture</b>
<b>BS</b>	<b>Base Station</b>
<b>BTS</b>	<b>Base Transceiver Station</b>
<b>BER</b>	<b>Bits Errors Rapport</b>
<b>CBS</b>	<b>Canal Binaire Symétrique</b>
<b>CDMA</b>	<b>Code Division Multiple Access</b>
<b>CMA</b>	<b>Constant Modulus Algorithm</b>
<b>CSI</b>	<b>Canal State Information</b>
<b>CST</b>	<b>Code Spatio-Temporel</b>
<b>CAN</b>	<b>Conversion Analogique Numérique</b>
<b>CP</b>	<b>Cyclique Préfixe</b>
<b>DFT</b>	<b>Discret Fourier Transform</b>
<b>DMI</b>	<b>Direct Matrix Inverse</b>
<b>DoA</b>	<b>Direction of Arrival</b>
<b>D-BLAST</b>	<b>Diagonal-Bell Labs Space Time Architecture</b>
<b>DAB</b>	<b>Digital Audio Broad casting</b>
<b>DVB</b>	<b>Digital Vidéo Broad casting</b>
<b>FFT</b>	<b>Fast Fourier Transform</b>
<b>FDMA</b>	<b>Frequency Division Multiple Access</b>
<b>H-BLAST</b>	<b>Horizontal-BLAST</b>

<b>IFFT</b>	<b>Inverse Fast Fourier Transform</b>
<b>IDFT</b>	<b>Inverse Discret Fourier Transform</b>
<b>LCMV</b>	<b>Linearly Constrain Minimum Variance</b>
<b>LMS</b>	<b>Least Mean Square</b>
<b>ML</b>	<b>Maximum Likelihood</b>
<b>MIMO</b>	<b>Multiple Input Multiple Output</b>
<b>MISO</b>	<b>Multiple Input Single Output</b>
<b>MDP</b>	<b>Modulation par Déplacement de Phase</b>
<b>MMSE</b>	<b>Minimum Mean Square Error</b>
<b>MV</b>	<b>Maximum de Vraisemblance</b>
<b>OFDM</b>	<b>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</b>
<b>PSK</b>	<b>Phase Shift Keying</b>
<b>QAM</b>	<b>Quadrature Amplitude Modulation</b>
<b>RF</b>	<b>Radio Fréquence</b>
<b>RLS</b>	<b>Recursive Least Squares</b>
<b>SIMO</b>	<b>Single Input Multiple Output</b>
<b>SISO</b>	<b>Single Input Single Output</b>
<b>STB</b>	<b>Space Time Block</b>
<b>STTC</b>	<b>Space Time Trellis Code</b>
<b>SNR</b>	<b>Signal Noise Rapport</b>
<b>V-BLAST</b>	<b>Vertical - Bell Labs Space Time Architecture</b>
<b>WLAN</b>	<b>Wireless Local Area Network</b>
<b>WLL</b>	<b>Wireless Local Loop</b>
<b>ZF</b>	<b>Zero Forcing</b>

## *Introduction Générale*

La communication sans fil connaît une croissance fulgurante grâce aux progrès technologiques réalisés dans plusieurs domaines scientifiques : traitement du signal, micro-électronique, nanoélectronique, logiciels, mathématique. Cette évolution est particulièrement frappante pour les communications radio-mobiles avec l'apparition des différentes générations de téléphonie mobile. Les ressources en canaux de transmission sont de plus en plus saturées, en particulier dans la bande de la téléphonie mobile. Ce phénomène est accru par l'arrivée de nouveaux services tels que l'accès à Internet et la transmission d'images via les téléphones mobiles. Ces services demandent des débits de plus en plus importants, et comme le nombre d'utilisateurs continue d'augmenter, la quantité d'information transmise croît très rapidement.

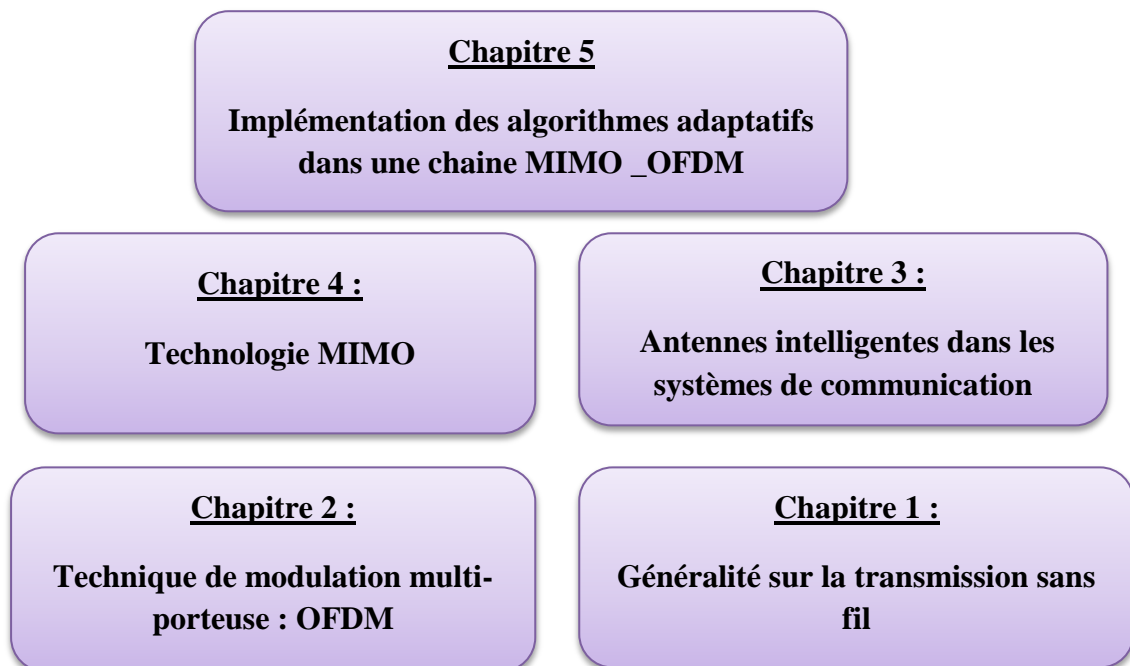
Les solutions technologiques qui permettent de corriger cette saturation des ressources et améliorer l'efficacité spectrale des communications (le débit utile par unité de bande occupée) est au niveau du type de signal émis, on introduit à ce niveau des modulations et/ou des codages plus efficaces. Toutefois les systèmes actuels sont déjà performants et la limite théorique donnée par la capacité de Shannon reste toujours insuffisante pour les besoins futurs. Une autre solution est apparue il y a quelques années il s'agit d'une architecture de transmission basée sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception, plus connu sous l'acronyme MIMO (Multiple-Input, Multiple-Output), cette technique a été développée de manière significative par les laboratoires Bell en 1997, elle permet d'améliorer la capacité des canaux dans des environnements de propagation complexes et fortement variables tels que les environnements mobiles multi-trajets.

Cette technologie repose sur l'utilisation conjointe de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception qui permettent une amélioration des débits sans augmenter les puissances d'émission et les bandes de fréquences allouées. La dimension spatiale permet de réaliser du multiplexage pour répondre aux fortes contraintes de débit des

applications multimédia. Cette dimension spatiale peut également être exploitée pour profiter de la diversité spatiale. On utilise pour cela des techniques de codage appropriées comme le codage temps-espace. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire indéniable.

Dans ce mémoire, nous proposons un nouveau système MIMO, nommé MIMO-OFDM basé sur les antennes intelligentes. Le MIMO-OFDM a l'intention d'utiliser la technologie conventionnelle de l'algorithme qui maximise le rapport signal sur bruit pour la résolution du problème. Ici, OFDM et la technique MIMO sont combinés en vue d'augmenter l'efficacité de la bande passante tout en conservant la robustesse contre la sélectivité du canal. D'une part, OFDM fournit une haute efficacité spectrale, une bonne robustesse contre les effets multi trajets et la diminution des interférences inter-symboles. D'autre part, la technique MIMO offre un régime pour améliorer les capacités grâce à la diversité spatiale.

**Organisation du mémoire**



*Figure a : Organisation de mémoire.*

Le mémoire s'articule en 5 chapitres :

1. Dans le premier chapitre nous présenterons les différents canaux de transmission, notamment les canaux à évanouissements et les différentes modélisations d'un canal radio mobile. Nous introduisons aussi les différentes sortes de diversités en particulier la diversité spatiale pour améliorer la qualité de transmission.
2. Le deuxième chapitre porte sur l'étude d'une modulation OFDM, nous présenterons leur principe et les avantages de cette modulation.
3. Le troisième chapitre introduit les antennes réseaux et les concepts liés aux systèmes des antennes intelligentes et une brève introduction sur les différentes techniques utilisées dans le domaine de formation de voies.
4. Dans le chapitre suivant nous présenterons les différentes techniques MIMO et leurs capacités, ainsi les différentes techniques de codages spatio-temporels, multiplexage spatial, les MIMO Beamforming et les récepteurs les plus courants.
5. Le dernier chapitre est divisé en trois parties. La première partie traite la l'assimilation des modulations numériques **M-QAM** et **M-PSK** et aussi on montre l'influence des canaux retardés pour la modulation OFDM.

Dans la deuxième partie on s'intéresse sur la maximisation du SNR on se basant sur l'algorithme itératif proposé pour un nombre différent de canaux retardés. Dans la dernière partie on montre l'intérêt du nombre d'antennes sur la technologie MIMO Beamforming associé à la modulation multi porteuses OFDM.



*Chapitre I :*  
*Généralité sur la transmission sans fil*

## ***I Introduction :***

Transmettre de l'information d'un point à un autre sans fil nécessite un système de radio-mobile de communication.

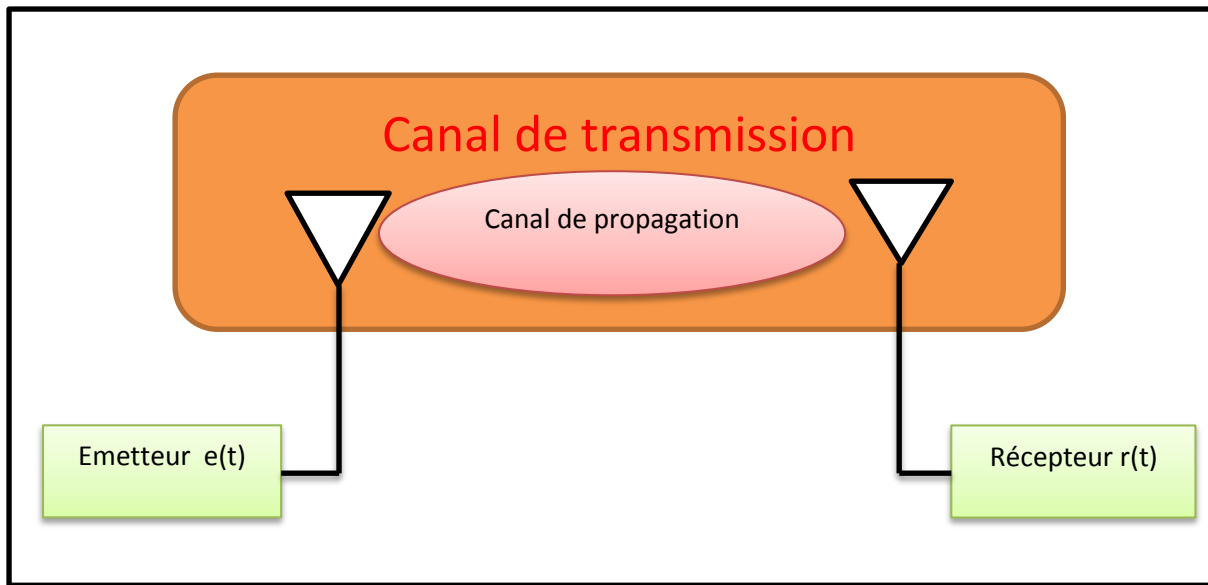
Les systèmes radio mobiles se situent souvent dans un environnement géométrique compliqué dû entre autre aux présences des obstacles qui entraînent de multiples trajets possibles entre les antennes d'émission et de réception, le déplacement de mobile ou des obstacles situé en son voisinage donneront de plus naissance à un non stationnarité du canal, le canal de transmission radio-mobile est sans doute l'un des médias de communication les plus variables et les plus incontrôlables.

Nous présenterons dans ce chapitre quelque généralité sur les communications numériques radio-mobile qui servent à la bonne compréhension de la suite de ce manuscrit.

Nous allons dans un premier temps d'écrire les canaux de transmission, les Canaux à évanouissements, la Sélectivité d'un canal de communication. Après avoir caractérisé les propriétés d'un canal radio, nous précisons le modèle équivalent de canal de propagation. Nous ferons ensuite un inventaire sur les techniques de diversité qui permettent de combattre les évanouissements et les distorsions provoquées par les canaux de transmission.

## ***II Canaux de transmission :***

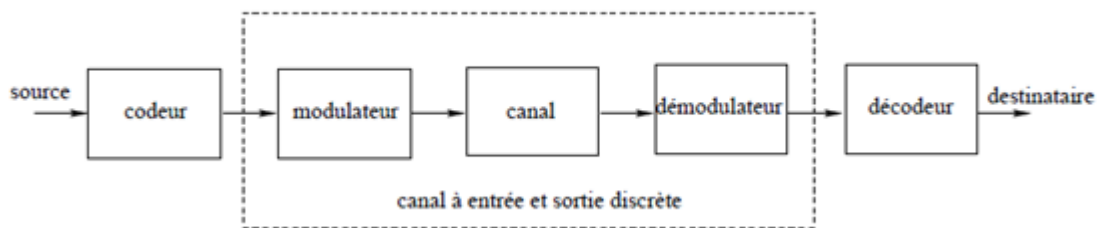
Un canal de transmission est un médium physique qui est utilisée pour la transmission d'un signal à partir d'un transmetteur jusqu'au récepteur. Il est important de différencier le canal de propagation, qui ne tient en compte que les interactions du signal émis avec l'environnement traversé et le canal de transmission, qui incluent en plus les effets induits par les antennes émettrices et réceptrice comme la montre la figure (I.1).



*Figure I.1 : Schéma équivalent de canal de transmission*

### **II.1 Canal binaire symétrique :**

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret dont les alphabets d'entrée et de sortie sont finis et égaux. On considère dans ce cas que le canal comprend tous les éléments de la chaîne compris entre le codeur de canal et le décodeur correspondant Figure (I.2). [1]



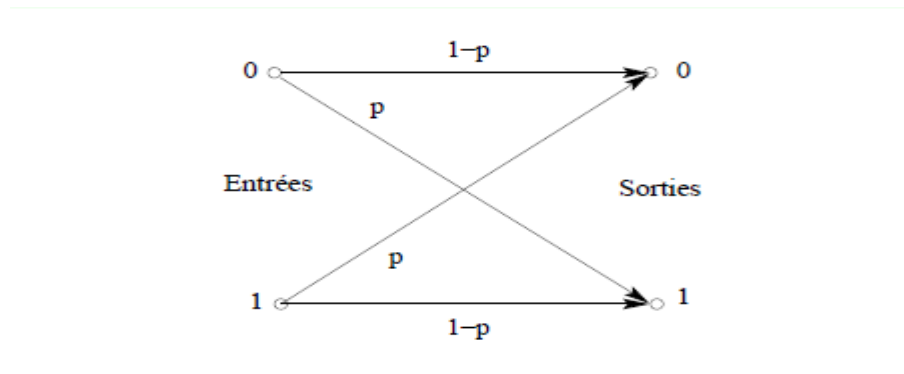
*Figure I.2 : Description d'un canal binaire symétrique.*

On note respectivement  $a_k$  et  $y_k$  les éléments à l'entrée et à la sortie du CBS. Si le bruit et autres perturbations causent des erreurs statistiquement indépendantes dans la séquence binaire transmise avec une probabilité  $p$ .

$$P_r(y_k = 0 | a_k = 1) = P_r(y_k = 1 | a_k = 0) = p \quad (I.1)$$

$$P_r(y_k = 1 | a_k = 1) = P_r(y_k = 0 | a_k = 0) = 1-p \quad (I.2)$$

Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme sur la figure (I.3). Chaque élément binaire à la sortie du canal ne dépendant que de l'élément binaire entrant correspondant, le canal est appelé sans mémoire.



**Figure I.3: Diagramme de canal binaire symétrique.**

## **II.2 Canal à bruit additif blanc gaussien :**

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG). Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne). Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors: [1]

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (\text{I.3})$$

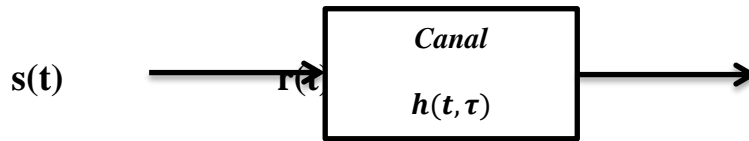
Où  $\mathbf{n}(t)$  représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance  $\sigma_v^2$  et de densité spectrale de puissance bilatérale  $\Phi_{vv} = \frac{N}{2}$ . La densité de probabilité conditionnelle de  $\mathbf{r}$  est donnée par l'expression:

$$P(\mathbf{r}/\mathbf{s}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v}} e^{-\frac{(\mathbf{r}-\mathbf{s})^2}{2\sigma_v^2}} \quad (\text{I.4})$$

## **II.3 Canal à évanouissements :**

Dans Ce type, seuls les évanouissements qui affectent les signaux sont pris en compte. Il est donnée par l'équation suivante:

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{h}(t, \tau) * \mathbf{s}(t) \quad (\text{I.5})$$



#### **II.4 Canal à évanouissements et bruit additif blanc gaussien (canal de Rayleigh):**

C'est un canal qui modélise à la fois un évanouissement et un BBGA, c'est-à-dire il regroupe les deux canaux décrits précédemment. Le canal de Rayleigh est utilisé pour les canaux sélectifs en fréquence.

La distribution de Rayleigh correspond au modèle multi-trajet où le signal reçu est constitué d'un grand nombre de trajets indirects ayant des amplitudes et phases aléatoires, indépendants et uniformément distribués. L'enveloppe de ce signal est définie par l'équation suivante :

$$\mathbf{p}(\mathbf{r}) = \frac{\mathbf{r}}{\sigma^2} e^{-\frac{\mathbf{r}^2}{2\sigma^2}} \quad \mathbf{r} \geq 0 \quad (\text{I.6})$$

- ❖  $r$  est l'enveloppe du signal reçu, avec  $r=x+iy$ .
- ❖  $\sigma^2$  (Variance) correspond à la puissance moyenne temporelle du signal reçu.

La phase  $\theta$  de  $r$  est une variable aléatoire distribuée sur l'intervalle  $[-\pi, \pi]$

$$\mathbf{p}(\theta_r) = \frac{1}{2\pi}$$

### **III Canaux à évanouissement:**

Le signal reçu sur un canal radio-mobile résulte de l'accumulation de plusieurs répliques du signal émis spécifié par des amplitudes, des phases et des angles d'arrivée différents. Ceci se transpose par des variations de l'amplitude et de phase du signal reçu, appelées évanouissement.

L'évanouissement décrit les variations rapides de l'amplitude du signal reçu sur une courte période de temps. Ce phénomène est causé par l'interaction de plusieurs

copies du signal émis qui arrivent au récepteur avec un faible décalage temporel. la performance du système peut donc être endommagée par l'évanouissement.

Il existe plusieurs types d'évanouissement définis comme suit :

### **III.1 Les évanouissements à grande échelle :**

Les évanouissements à grande échelle sont liés à deux phénomènes : l'atténuation du signal en fonction de la distance et les effets de masquage (shadowing). tandis que l'atténuation représente la variabilité moyenne globale et la shadowing représente une variabilité moyenne locale.

L'atténuation est exprimé par le rapport entre la puissance reçue par le récepteur et celle émise par l'émetteur, des différent paramètres sont incluent dans ce rapport soit des paramètres relatifs à l'environnement comme les obstacles (foret, bâtiments, montagne, la densité des régions ....) qui sont localisées entre l'émetteur et le récepteur, ou des paramètres liée aux antennes contiennent des informations concernant leurs placements ainsi que leur types (omnidirectionnel, directionnel, etc.)

La présence de grands obstacles comme les bâtiments et les arbres entre l'émetteur et le récepteur provoquent l'effet de masquage, Cette caractéristique est la source des variations lentes par rapport à la puissance moyenne globale. Ces variations peuvent être décrites par une distribution log-normale dont l'écart-type dépend de la fréquence et de l'environnement. Le shadowing peut être vue comme une erreur ajoutée à l'expression de l'atténuation comme s'est exprimée dans l'équation suivante:

$$L(\text{dB}) = L(d_0) + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (1.7)$$

Avec :

$d_0$  : C'est la distance de référence (coupure)

$X_\sigma$  : Une variable aléatoire d'écart-type  $\sigma$  qui décrit le phénomène de shadowing

### **III.2 Les évanouissements à petite échelle :**

Les évanouissements à petite échelle sont observés sur un déplacement suffisamment petit pour que les fluctuations à grande échelle puissent être négligées.

Les paramètres du canal à petite échelle décrivent les fluctuations rapides de l'amplitude d'un signal radio sur une courte durée ou pour une faible distance. Ces fluctuations sont dues aux interférences entre les différents trajets du signal qui atteignent le récepteur à des temps différents. La combinaison de ces signaux multi-trajets au récepteur résulte en un signal qui peut varier largement en amplitude et en phase.

Ces évanouissements peuvent appartenir à différentes manifestations et les causes sont spécifiques à l'une des sous-classes suivantes :

### **III.2.1 Evanouissement uniforme :**

Ce type désigne un canal sans fil avec évanouissement dont lequel le gain et la phase sont constants sur une largeur de bande plus grande que la largeur de bande du signal transmis. Toutes les fréquences du signal qui subissent de la dispersion sont affectées dans la même proportion : « la dégradation est non sélective en fréquence ».[2]

### **III.2.2 Evanouissement rapide :**

Lorsque la réponse du canal change rapidement durant la période d'un canal. Il est dû aux réflexions d'objets proches et au déplacement relatif de ces derniers.[2]

### **III.2.3 Evanouissement lent :**

Lorsque les signaux sont affaiblis à cause d'un obstacle entre l'émetteur et le récepteur.[2]

### **III.2.4 Evanouissement Rayleigh :**

Dans ce type d'évanouissement, l'émetteur et le récepteur ne sont pas visibles. La puissance est une fonction exponentielle de la phase qui subit une distribution uniforme.[2]

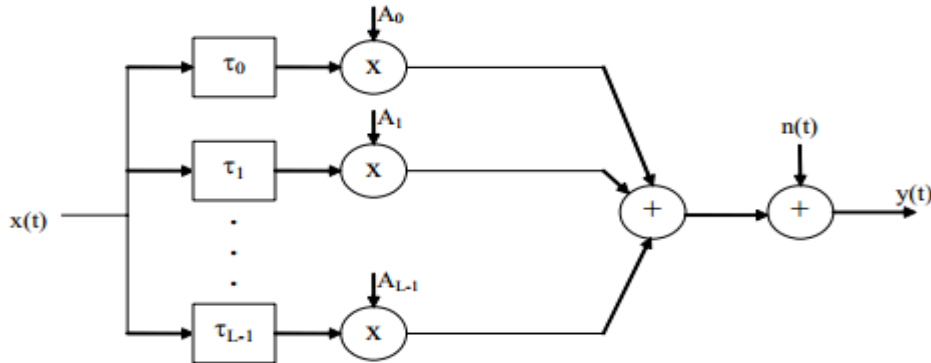
Si nous avons une visibilité entre l'émetteur et le récepteur, l'évanouissement à petite échelle est dit de RICE.

## **IV Sélectivité d'un canal de communication**

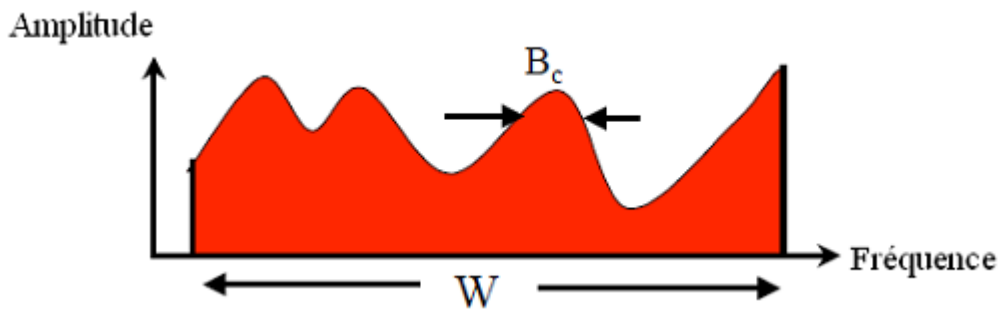
La notion de sélectivité du canal est définie à partir du rapport entre la bande occupée par le signal et la bande de cohérence, et du rapport entre la durée d'un symbole et le temps de cohérence. Quatre cas de figures peuvent avoir lieu:

**IV.1 Sélectif en fréquence :**

Un canal sélectif en fréquence est un canal multi-trajet, chaque trajet étant un canal non sélectif en fréquence d'atténuation  $A_i$  associé à un retard  $\tau_i$ .



Dans ce type la largeur de la bande  $B_x$  qu'occupe le signal transmis  $x(t)$  est plus grande que la bande de cohérence  $B_c$ . [1] dans ce cas la réponse impulsionnelle du canal change d'une manière significative dans les limites de la bande du signal transmis et les composantes fréquentielles du signal transmis  $x(t)$  séparées de la bande de cohérence subissent des atténuations différentes, en effet, le récepteur distingue plusieurs trajets multiples. Une sélectivité en fréquence ne fait que traduire une diminution du rapport signal sur bruit.



*Figure I.4 : Un canal sélectif en fréquence.*

**IV.2 Sélectif en temps :**

On désigne par canal sélectif en temps, un canal avec évanouissements à haute corrélation due à des temps rapprochés et sans corrélation avec espace temporel suffisant. Ce type d'évanouissement causera des interférences entre les symboles



envoyés et ainsi, une dégradation de la probabilité d'erreur. Nous parlons d'un canal sélectif en temps si la durée  $T_x$  de transmission d'un symbole est plus grande que  $T_c$ .

**IV.3 Canal sélectif en temps et en fréquence :**

On déduit logiquement par les deux sous-sections précédentes que ce cas correspond à une corrélation en fonction du niveau d'espacement en temps et fréquence. Ainsi, ce type de canal est doublement dispersif. Par contre, la sélectivité en temps et en fréquence est exclusive. [1]

**IV.4 Canal non sélectif :**

Ce type de canal, bien plus simple et commun, ne démontre aucune sélectivité, que ce soit en temps ou en fréquence. Nous parlons d'un canal non sélectif, si la bande du signal  $B_x$  est très petite par rapport à la bande cohérente  $B_c$ . Autrement dit, le temps symbole  $T_x$  est largement inférieur au temps de cohérence ( $T_x \ll T_c$ ). Le canal peut être considéré comme constant pendant la transmission, le récepteur est capable de distinguer un seul trajet de propagation. Toutes les composantes spectrales du signal émis sont affectées de la même façon par le canal.

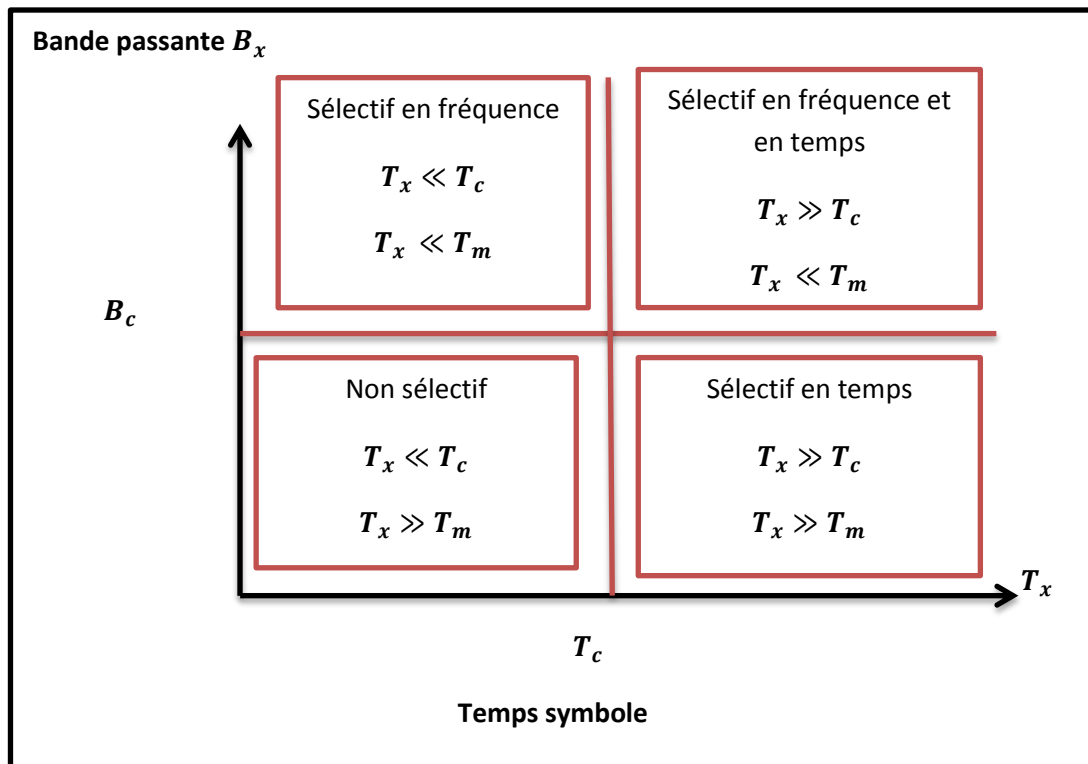


Figure I.5: Tableau récapitulatif des différentes sélectivités

Avec :

$$B_c = \frac{1}{T_m} T_m = \text{temps de retard max.}$$

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_{d_{max}}}$$

Où  $f_{d_{max}} = \frac{v f_c}{c} \cos \theta$  désigne la fréquence Doppler maximale.

$f_d$  est fonction de l'angle  $\theta$  d'incidence de l'onde reçue et de la vitesse  $v$  de déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur ;  $f_c$  la fréquence émise.

### **V Modélisation d'un canal de propagation :**

La propagation des ondes électromagnétiques entre un émetteur et un récepteur est caractérisée par la présence des trajets multiples causée par différents phénomènes tels que la réflexion, la réfraction, la diffusion et la diffraction. Les performances des systèmes sans fils sont largement tributaires du milieu de propagation et de la structure des réseaux d'antennes.

L'objectif de notre étude vise à apporter une meilleure clarté de la chaîne de propagation pour déterminer un modèle approprié. Nous distinguons deux classes de modélisations :

#### **V.1 Modèles déterministes :**

Ces modèles sont basés sur une description précise de l'environnement de propagation. Dans cette sorte nous identifions deux approches : les méthodes par tracé de rayon et les techniques basées sur le traitement et l'exploitation des données de mesures. La première approche est utilisée pour connaître les spécificités géométriques et électromagnétiques complètes de l'environnement et aussi identifier tous les trajets possibles entre l'émetteur et le récepteur qui se basent sur la théorie uniforme de la diffraction cette théorie est appliquée pour calculer l'amplitude, la phase, le retard et la polarisation de chaque trajet. La seconde approche consiste à enregistrer les données de mesure pour pouvoir ensuite les rejouer. Ainsi, les campagnes de mesure de la propagation permettent de retirer les différents paramètres caractéristiques d'un environnement spécifique, cette méthode présente des contraintes : problème de

stabilité, de dispersion numérique, de long temps de calcul ainsi que de grande taille de mémoire requise.

### ***V.2 Modèles stochastiques :***

Le but de ces modèles est de décrire les paramètres de canal par les lois de variables aléatoires. Cette catégorie est basée sur la géométrie et ce basée sur la corrélation. Les modèles géométriques décrivent de façon statistique la position des diffuseurs. Ce type permet de faire varier le canal dans le temps en prenant en compte le déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur. Les modèles les plus utilisées sont les modèles stochastiques gaussiens fondés sur des propriétés de second ordre (corrélation) entre les éléments de la matrice du canal. Ce modèle consiste la détermination de la matrice de corrélation entre tous les canaux, ce qui conduit à des calculs complexes. Pour faciliter les calculs et séparer les corrélations à l'émission  $T_x$  et réception  $R_x$  on utilise des matrices de covariances des signaux sur les réseaux de transmission et de réception, ce type est correcte pour les réseaux avec un faible nombre d'antennes. Lorsque le nombre d'antennes augmente une autre méthode (**Weichselberger**) est utilisée basée sur la définition des modes vectoriels structurés et la définition d'une matrice de couplage, permet une grande souplesse dans la mesure de la diversité et de multiplexage offert par le canal.

### ***VI Notion de diversité :***

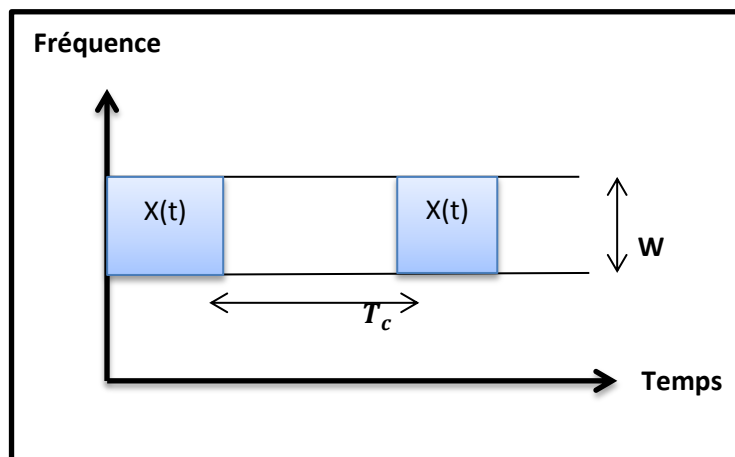
Le but de l'utilisation de la diversité est pour combattre l'évanouissement et les interférences entre canaux de transmission, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radios. Son principe est de transmettre plusieurs copies de la même information sur plusieurs canaux ayant des puissances comparables et des évanouissements indépendants, à la réception il est fort possible que l'un ou plus des signaux reçus ne soit pas atténué (une transmission de bonne qualité). Il existe deux catégories de diversité : explicite et implicite. la première consiste à transmettre plusieurs répliques de même message, la deuxième envoyant une copie, mais à compter sur des concepts tels que le multi-parcours pour obtenir plusieurs copies de signal transmet.

**VI.1 La diversité spatiale :**

La diversité spatiale est connue aussi sous le nom la diversité d'antenne. Elle consiste à émettre et recevoir l'information sur plusieurs antennes, séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence, qui définit la séparation minimale des antennes garantissant des évanouissements indépendants et dépend de l'angle d'arrivée et de départ des multi-trajets. Le type et le déplacement de l'antenne influe sur cette distance.

**VI.2 La diversité temporelle :**

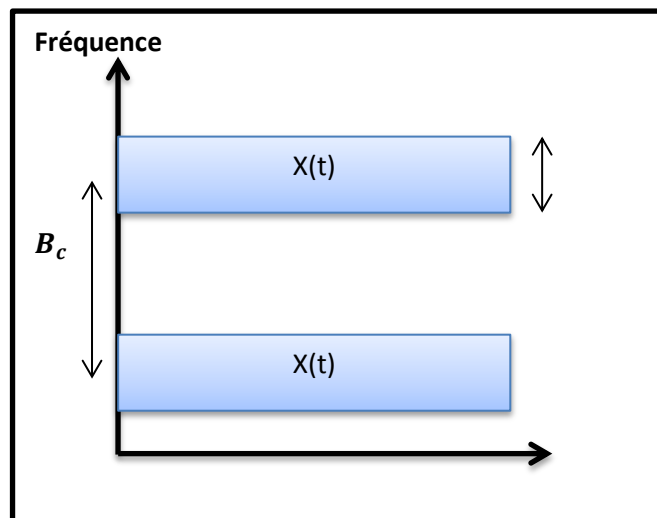
Ce type est utilisé pour combattre les évanouissements sélectifs en temps, son principe est d'émettre plusieurs copies de signal dans des intervalles temporels séparé d'au moins par le temps de cohérence. Ce type est obtenu par l'intermédiaire d'un entrelaceur et d'un code correcteur d'erreur, ou bien par la répétition automatique.



*Figure I.6 : Transmission de même signal sur plusieurs intervalles temporels.*

**VI.3 La diversité fréquentielle :**

Cette technique se dresse contre les évanouissements sélectifs en fréquence, et consiste à émettre le même signal sur des fréquences différentes dans l'écartement soit égale au moins à largeur de la bande cohérence, ce type est utilisée dans la modulation multi-porteuse. Les techniques d'étalement de spectre sont considérées comme une source potentielle de diversité fréquentielle, ces deux techniques sont les plus réponsus.



*Figure I.7 : Transmission de même signal sur plusieurs intervalles fréquentielles.*

#### **VI.4 Diversité spatio-temporel :**

C'est une combinaison de deux techniques de diversité, son principe est d'envoyer deux versions différentes du signal dans le temps via deux antennes transmetteurs.

#### **VI.5 Diversité de polarisation :**

Le principe de la diversité de polarisation c'est transmettre et recevoir simultanément le même signal sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes. Elle est considérée comme une technique alternative à la diversité spatiale. L'avantage de cette technique réside dans l'espace entre les antennes.

#### **VI.6 Diversité angulaire :**

Cette technique est grandement liée à la diversité spatiale, elle implique que lorsque les faisceaux émis par les antennes sont suffisamment séparés angulairement, il est possible que le niveau de corrélation soit assez bas pour profiter d'un degré de diversité. Cette technique est surtout utilisée pour les réseaux Internet sans-fil domestiques pour accroître la capacité en débit du réseau.[3]

***VI.7 Diversité de parcours :***

C'est une technique implicite, utilisée lorsque la largeur de la bande de signal est supérieure à la largeur de la bande cohérence du canal. C'est la technique derrière le multi parcours, où le récepteur profite de la présence de plusieurs versions du signal pour obtenir un gain en diversité.[3]

***VI.8 Diversité transformée :***

Cette technique est utilisée lorsque le canal n'est pas connu au transmetteur, le problème est alors renvoyé au processus de combinaison qui devrait connaître le canal. Dans ce type, la diversité spatiale est convertie en diversité temporelle ou fréquentielle avec un codage à l'émission.[2]

***VII Conclusion :***

Nous avons présentées dans ce chapitre quelques généralités sur la transmission sans fil. Nous avons détaillé les canaux de transmission, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications radio-mobile.

Les modèles déterministes et stochastiques nécessitent de décrire avec précision la géométrie de l'environnement de propagation et la corrélation du canal par l'intermédiaire de la matrice de corrélation ou de covariance.

Pour combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces c'est les techniques de diversité avec tous ces types.

*Chapitre II :*  
*Téchnique de modulation multi-*  
*porteuse : OFDM*

## **I Introduction :**

L'origine de l'OFDM est un développement de la FDM depuis les années 1950. L'OFDM est une technique de modulation numérique qui joue sur l'efficacité et la rentabilité de transmission dans le canal radio mobile pour un environnement multi-trajets. L'OFDM transmet les données en utilisant un grand nombre de porteuses pour une bande étroite. L'espace de fréquence et de synchronisation de la porteuse est choisi de telle sorte que les porteuses sont orthogonales pour éviter les interférences. Pour l'implémentation de l'OFDM on utilise la FFT (Fast Fourier Transform), qui est la base de cette technique. La première utilisation de l'OFDM est en 1980 dans les systèmes DAB (Digital Audio Broad casting), et DVB (Digital Vidéo Broad casting). Pour ces deux derniers systèmes il y a une seule direction de la station de base vers les utilisateurs.

Notre but est l'utilisation de l'OFDM dans les réseaux de communication sans fil pour des applications multi utilisateurs. Ces applications inclus dans les réseaux WLAN (Wireless Local Area Network), WLL (Wireless Local Loop) et le téléphone mobile de la 4G. Pour lequel nous avons étudié les performances de cette technique en fonction de l'effet trajet multiple et rapport signal sur bruit.

## **II Principe de l'OFDM :**

Le principe de l'OFDM est de transmettre les informations sur plusieurs porteuses orthogonales entre elles, ainsi le spectre du signal présente une occupation optimale de la bande allouée. L'OFDM découpe le canal en cellule selon les axes du temps et des fréquences. A chaque cellule fréquence/temps est attribuée une porteuse dédiée. L'information à transmettre est répartie sur l'ensemble de ces porteuses, modulée chacune à faible débit par une modulation du type QPSK ou QAM. Un symbole OFDM comprend l'ensemble des informations contenues dans l'ensemble des porteuses à un instant  $t$ .



### **III Modulation multi porteuses :**

La modulation en sous-porteuses orthogonales, communément appelée Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), est une technique qui possède des propriétés très intéressantes pour les communications sans fil à haut débit dans des Environnements de propagation riches en multi parcours, donc sélectifs en fréquence.

L'OFDM consiste à multiplexer une suite à haut débit de symboles de données MQAM ou MPSK en plusieurs sous-canaux parallèles à débit plus faible. Ce Débit correspond alors à une fraction du débit original. Les symboles de données Présents sur chacun de ces sous-canaux sont modulés par des sous-porteuses qui sont orthogonales entre elles. En bande de base, ceci correspond à

$$S(t) = \left\{ \begin{array}{l} \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} e^{j2\pi\frac{i}{T}(t-t_s)} \\ \mathbf{0} \end{array} \quad \left. \begin{array}{l} t_s \leq t \leq t_s + T \\ t < t_s \cap t > t_s + T \end{array} \right\} \quad (\text{II.1})$$

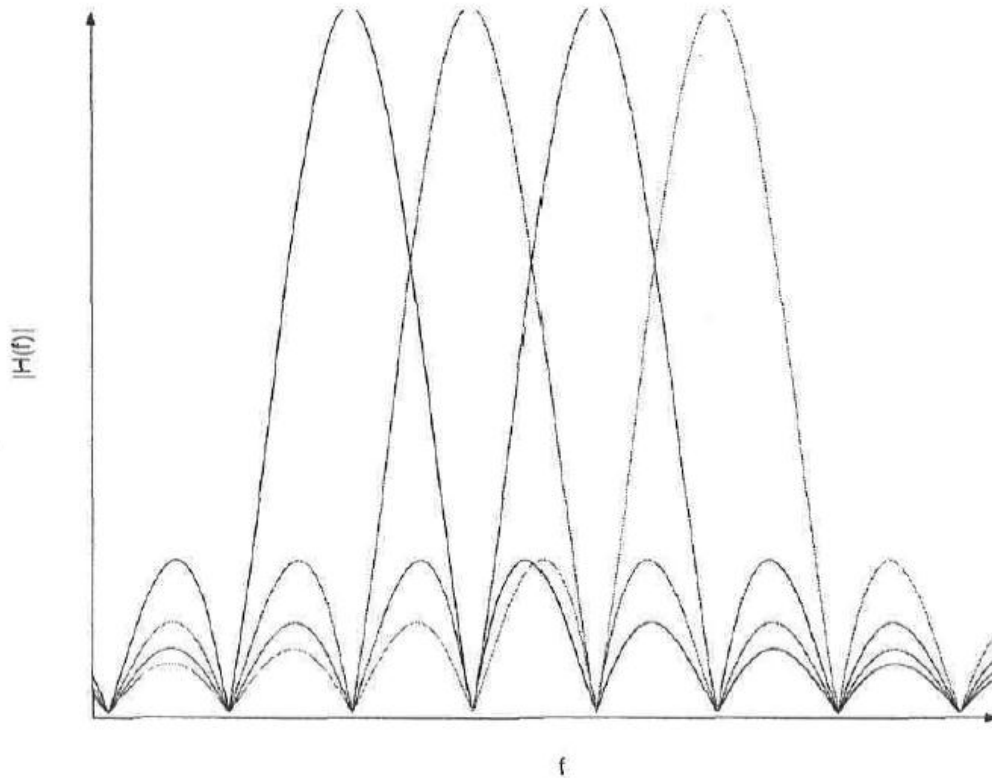
Où N correspond au nombre de sous-porteuses,  $t_s$  est le temps d'échantillonnage et T est la période d'un symbole.

L'orthogonalité des sous-porteuses peut être constatée facilement en étudiant le spectre d'un symbole OFDM. L'équation (II.1) indique que le signal OFDM résultant est constitué par la multiplication, dans le domaine du temps, d'une fonction fenêtre rectangulaire par une exponentielle complexe. En fréquence, ceci correspond à la convolution d'un sinus cardinal (fonction fenêtre) par des impulsions de Dirac correspondant aux fréquences des sous-porteuses. Le spectre résultant est présenté à la figure (II.1). Il est alors possible de remarquer que lorsqu'une sous-porteuse atteint sa valeur maximale, toutes les autres sous-porteuses ont une amplitude nulle, ce qui confirme l'orthogonalité des sous-porteuses.

Si l'équation (II.1) est examinée en temps discret, l'opération de modulation en

Sous-porteuses orthogonales correspond tout simplement à la transformée de Fourier discrète inverse (IDFT) d'une suite de symboles MQAM ou MPSK :

$$S(n) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i e^{j2\pi \frac{in}{N}} \quad (\text{II. 2})$$



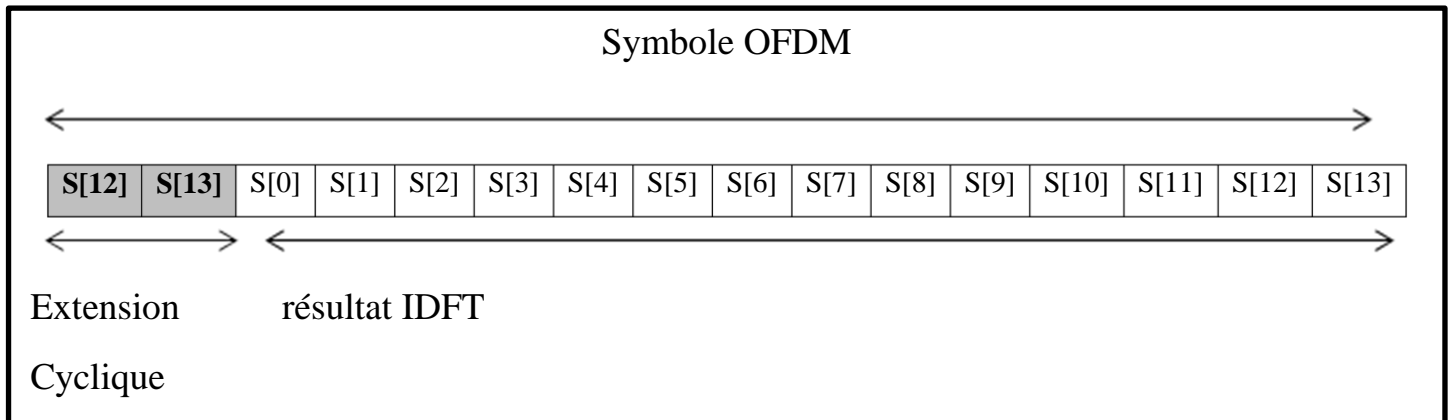
***Figure II.1: Spectre d'amplitude de 4 sous-porteuses orthogonales.***

Au récepteur, la démodulation des sous-porteuses orthogonales se fait en appliquant l'opération inverse de la IDFT, soit la transformée de Fourier discrète DFT.

Du point de vue de l'implantation pratique, ceci est très intéressant puisque les opérations de IDFT et de DFT peuvent s'implanter de façon efficace en utilisant les algorithmes de transformée de Fourier rapide IFFT et FFT. Ces algorithmes permettent donc de passer d'un nombre de multiplications proportionnel à  $N^2$  vers un nombre de multiplications proportionnel à  $\frac{N}{2} \log_2(N)$ , ce qui est très intéressant d'un point de vue matériel.

Afin de contrer efficacement les évanouissements multi parcours, les systèmes OFDM pour les communications sans fil incluent une étape d'insertion d'extension cyclique. Au transmetteur, une partie des derniers symboles à la sortie de la IFFT

débutent la trame OFDM et sont ensuite suivis par le résultat complet du calcul de la IFFT. La figure (II.2) illustre ce concept.



***Figure II.2 : format d'un symbole OFDM.***

Dans le cadre d'un canal multi parcours, l'insertion de l'extension cyclique permet d'exprimer le signal reçu au récepteur comme étant le résultat de la convolution circulaire entre la réponse impulsionnelle du canal  $h[n]$  et la trame OFDM transmise  $S[n]$  :

$$\mathbf{r}(\mathbf{n}) = \mathbf{h}(\mathbf{n}) \otimes \mathbf{s}(\mathbf{n}) \quad (\text{II. 3})$$

Au récepteur, le signal  $R[k]$  à la sortie de l'opération de FFT correspond donc, grâce aux propriétés de la convolution circulaire, à :

$$\mathbf{R}[\mathbf{k}] = \text{FFT}\{\mathbf{h}[\mathbf{n}]\}\text{FFT}\{\mathbf{s}[\mathbf{n}]\} = \mathbf{H}[\mathbf{k}]\mathbf{S}[\mathbf{k}] \quad (\text{II. 4})$$

Si une modulation non-différentielle est utilisée, les signaux transmis peuvent alors être récupérés en effectuant une division complexe, sur chacune des sous-porteuses, par la transformée de Fourier rapide de la réponse impulsionnelle du canal :

$$\mathbf{S}[\mathbf{k}] = \frac{\mathbf{R}[\mathbf{k}]}{\text{FFT}\{\mathbf{h}[\mathbf{n}]\}} = \frac{\mathbf{R}[\mathbf{k}]}{\mathbf{H}[\mathbf{k}]} \quad (\text{II. 5})$$

Ce qui correspond à une étape d'égalisation de type "Zéro-forcing". Un système multi porteuses OFDM permet donc d'utiliser une égalisation dont la complexité est inférieure par rapport aux algorithmes d'égalisation pour systèmes à porteuse unique.

## Chapitre II : Technique de modulation multi-porteuse : OFDM

La figure (II.3) montre les composants de base d'un émetteur OFDM, tandis que la figure (II.4) montre les composants typiques d'un récepteur OFDM.

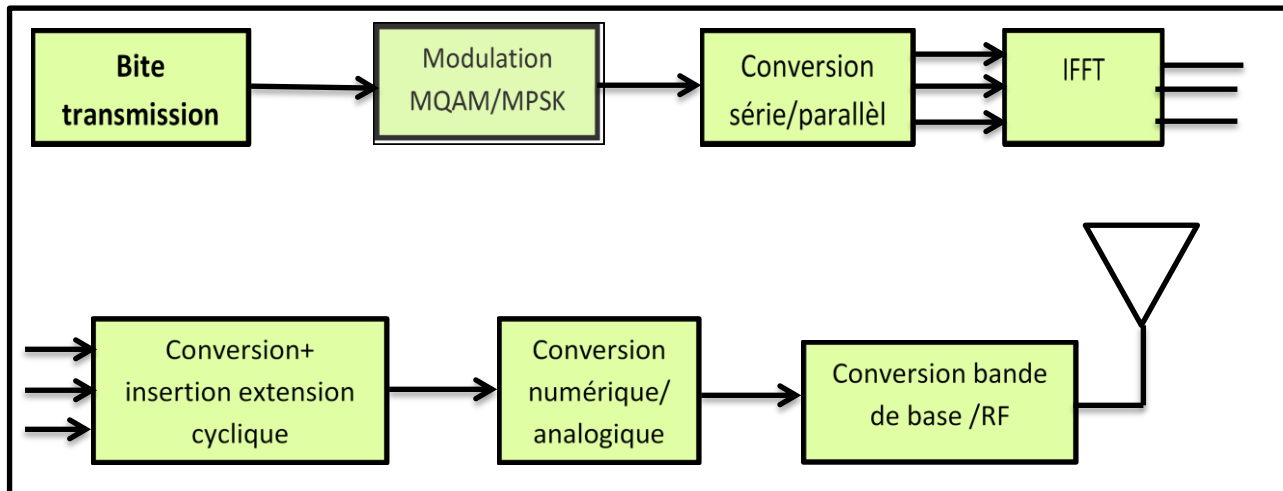


Figure II.3 : Emetteur OFDM standard

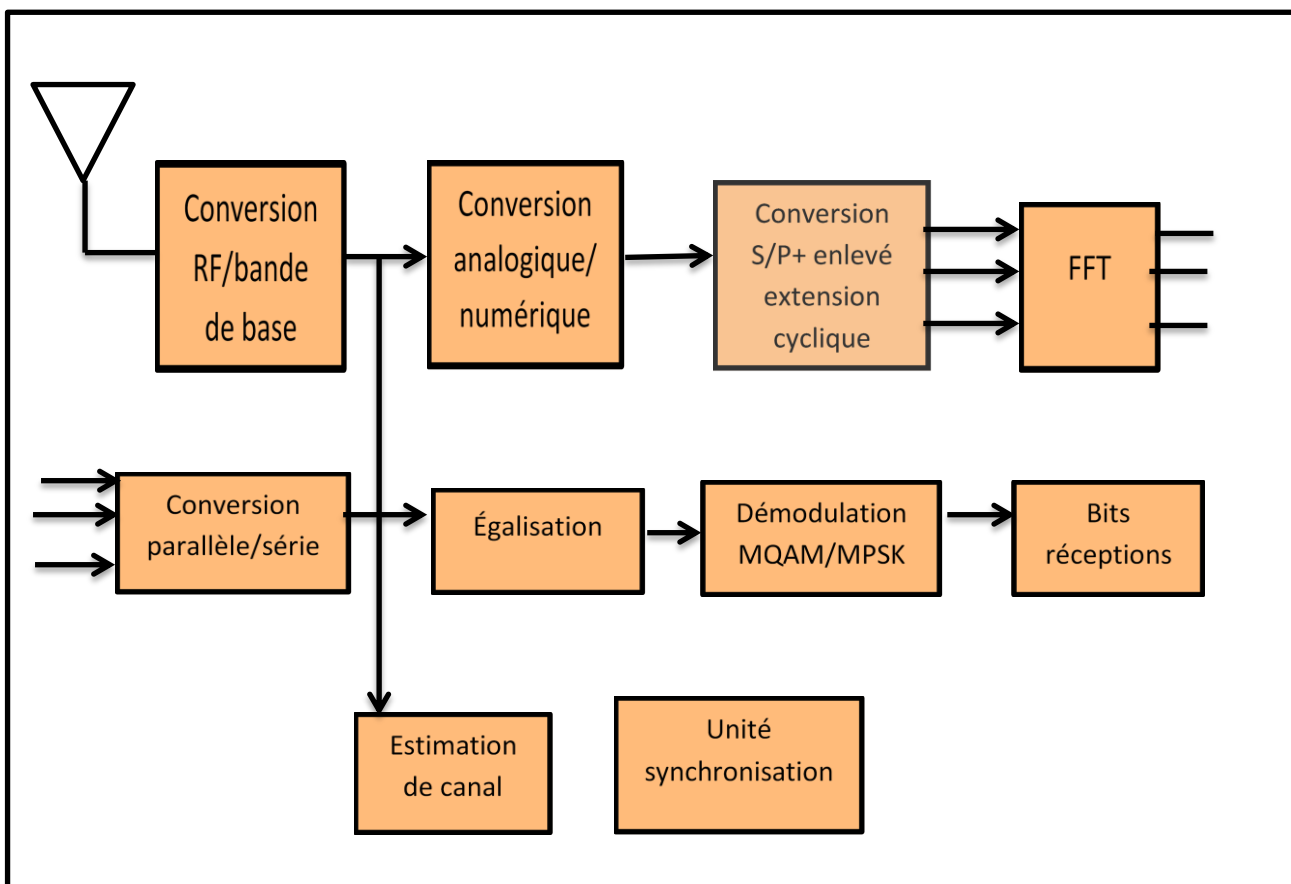


Figure II.4 : Récepteur OFDM standard.

Il est important de noter que le développement discuté précédemment est valide seulement dans deux conditions. Premièrement, la durée de l'extension cyclique doit être plus grande que le plus grand délai multi parcours majeur, sans quoi il y aura perte d'orthogonalité entre les porteuses et diminution de la performance. De plus, l'égalisation donnera de bonnes performances seulement si la durée de la réponse impulsionnelle du canal peut être considérée comme quasi-constante sur la durée du symbole OFDM.

Il est aussi important de noter que l'OFDM est une technique de modulation dont les performances sont très sensibles aux erreurs de synchronisation en fréquence. En effet, des erreurs de synchronisation détruisent l'orthogonalité des sous-porteuses, ce qui peut résulter en des performances grandement inférieures aux performances obtenues avec une synchronisation parfaite.

Finalement, l'insertion d'une extension cyclique implique une perte en bande passante. Typiquement, la durée de l'extension cyclique se situe entre 1/4 et 1/10 du nombre de sous-porteuses. Ceci implique des pertes de bande passante allant respectivement de 20% à 9%.

### **IV Avantages et inconvénients de l'OFDM :**

Les avantages de l'OFDM sont nombreux :

- ◆ L'utilisation de la bande de fréquence allouée est optimale par orthogonalisation des porteuses.
- ◆ La modulation est basée sur un algorithme bien connu et peu complexe : la FFT.
- ◆ Un codage et entrelacement adapté permettent d'améliorer la qualité de la transmission des données
- ◆ L'OFDM permet une égalisation simple grâce à l'ajout du « préfixe cyclique » ou « zéro padding », même en présence de canaux multi trajet denses.

L'OFDM possède néanmoins des inconvénients importants :

- ◆ L'orthogonalité des sous-porteuses est l'élément clef de la modulation OFDM. Le bruit de phase entre les oscillateurs locaux de l'émetteur et de

récepteur implique une perte d'orthogonalité entre sous porteuses et une dégradation des performances du système.

- ◆ si le récepteurs OFDM est mal synchronisé temporelle, un phénomène d'interférences entre symboles OFDM peut intervenir dégradant considérablement les performances du système globale.

### **V Conclusion :**

L'OFDM est utilisée pour la transmission à haut débit sur des fréquences radioélectriques dans des environnements à parcours multiples. L'information est répartie en petits blocs de données qui sont chacun affectés à des porteurs orthogonaux.

L'avantage de ce processus est de pouvoir récupérer l'information transmise même si plusieurs échos ont affectés la transmission radioélectrique. Cette technique de modulation peut être adoptée par les systèmes de communication sans fils de quatrième génération offrant aux utilisateurs des services supplémentaires de type multimédia asymétriques.

*Chapitre III :*  
*Antennes intelligentes dans les systèmes*  
*de communication mobile*

## I Introduction :

Les systèmes de radiocommunications actuels sont déployés avec des antennes classiques (*omnidirectionnelles, sectorielles, ...*). La répartition spatiale de l'énergie rayonnée par l'antenne de la station de base est habituellement fixée à la fabrication et ne peut pas être modifiée en cours d'utilisation. Ceci entraîne de nombreux inconvénients comme la limitation du nombre d'utilisateurs, la qualité des communications et la restriction de la portée de la station de base.

Les diagrammes sont déterminés avec précaution de telle sorte que la couverture soit optimale. Cependant, ces diagrammes sont figés et ne peuvent donc pas s'adapter aux conditions de propagation (*influence des obstacles, trajets multiples ...*). Une station de base équipée d'une antenne dont on peut adapter la répartition de l'énergie rayonnée en fonction des besoins de l'environnement peut palier à la plupart de ces limitations. Cette antenne est plus communément appelée « **antenne intelligente** ».

Les antennes intelligentes, basées sur des réseaux d'antennes (*linéaire, planaire, circulaire, ...*), peuvent combiner de manière dynamique les différents signaux et optimiser les bilans de liaison. Celui-ci peut être orienté dans des directions privilégiées pour suivre un mobile tout le long de la communication. L'opération est effectuée grâce aux antennes réseaux et à des techniques de traitement du signal dédiées (*calcul d'angle d'arrivée, de pondérations, ...*) qui permettent à l'antenne de se focaliser sur un utilisateur donné tout en minimisant l'impact des trajets multiples, du bruit et des interférences qui sont responsables de la dégradation de la qualité des signaux.

Il existe deux types de système d'antennes intelligentes, le système à faisceaux commutés où répartiteurs de faisceaux et le système adaptatif. Le principal bénéfice d'un tel système est l'augmentation de la capacité utilisatrice du **système cellulaire**. En effet, la possibilité **d'orienter le faisceau** d'une antenne, sans avoir recours à un quelconque mécanisme de rotation, ajouté à la possibilité d'obtenir un ou plusieurs faisceaux ayant un **gain** important et une **ouverture à mi-puissance** étroite, permet d'effectuer une **vaste couverture** et de suivre les déplacements d'un utilisateur à l'intérieur d'une même cellule.



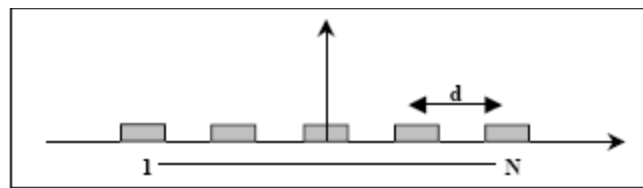
L'objectif de ce troisième chapitre est de présenter brièvement, les antennes réseaux et les concepts liés aux systèmes des antennes intelligentes. Un survol sur les différentes techniques utilisées dans le domaine de formation de voies sera présenté.

## **II Réseaux d'antennes :**

### **II.1 Définition :**

Un réseau d'antennes est un ensemble d'antennes séparées et alimentées de façon synchrone. C'est-à-dire que le **déphasage** du courant entre chaque paire d'antennes est fixe. Nous verrons plus loin qu'un réseau peut comporter des éléments non alimentés directement par une source (éléments parasites) mais qui sont alimentés par le champ produit par le reste des éléments (c'est le cas des antennes Yagi-Uda). Le champ électromagnétique produit par un réseau d'antennes est la somme vectorielle des champs produits par chacun des éléments. En choisissant convenablement l'espacement entre les éléments et la phase du courant qui circule dans chacun, on peut modifier la directivité du réseau grâce à l'interférence constructive dans certaines directions et à l'interférence destructive dans d'autres directions.

Les différents réseaux d'antennes sont : réseaux linéaires, réseaux planaires et réseaux circulaires. Ce qui nous intéresse dans notre étude c'est les réseaux d'antennes linéaires.

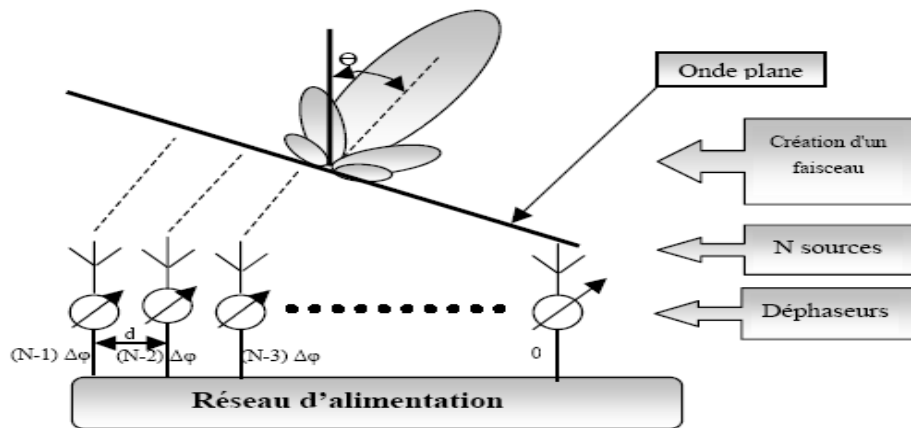


**Figure III.1 : Représentation d'un réseau linéaire.**

### **II.2 Réseau linéaire à gradient de phase :**

Un réseau linéaire uniforme est la géométrie la plus fréquemment utilisée dans la conception des antennes réseaux. La Figure (III.2) représente un réseau formé de N antennes alignées et séparées par une distance d (distances entre deux éléments).

Les éléments sont excités uniformément avec un gradient de phase progressive  $\Delta\varphi$ .



*Figure III.2 : Schéma représentatif d'un réseau linéaire.*

Le champ total en module s'écrit alors :

$$|E_t| = \frac{E_0 I_0}{r} \frac{\sin\left(\frac{N\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \quad \text{avec } \Psi = kd \cos\theta + \Delta\varphi \quad (\text{III.1})$$

Le facteur Réseau :

$$F = \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \quad (\text{III.2})$$

Donc

$$E(\text{total}) = [E(\text{un élément})] \times [\text{Facteur réseau}]$$

Le maximum de rayonnement peut être orienté suivant la valeur  $\Delta\varphi$ .

La direction de rayonnement maximale est donnée par :

$$\cos \theta_0 = -\frac{\lambda \Delta\varphi}{2\pi d} \quad (\text{III.3})$$

Le faisceau s'incline toujours du côté où les phases retardent. La variation de  $\Delta\varphi$  entraîne celle de  $\theta_0$  : C'est le principe des antennes à balayage électronique.

### **III Antennes intelligentes :**

Les systèmes à antennes adaptatives ou intelligentes (*smart antennas*) entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières décennies. Ils bénéficient des interactions croissantes entre l'électromagnétisme et le traitement de signal. L'intérêt de ces systèmes est la réaction automatique de leur capacité, en temps réel, à des modifications du canal de propagation. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile.

Habituellement, ces systèmes reposent sur un réseau antennes et sur un processeur récepteur adaptatif en temps réel qui attribue des poids aux éléments afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis.

Un réseau d'antennes adaptatives peut donc être défini comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres grâce à une boucle à retour de décision interne pendant le fonctionnement de l'antenne.

Dans les systèmes d'antennes traditionnels, chaque émetteur envoie son signal de façon très large principalement à cause du fait que la position du récepteur est inconnue.

Ce type de transmission pollue l'environnement électromagnétique en augmentant le niveau d'interférence global par une émission de puissance dans des directions inutiles.

A contrario, les systèmes à antennes intelligentes déterminent la localisation du mobile pour se focaliser et émettre l'énergie uniquement dans les directions souhaitées.

#### **III.1 Récepteur d'antenne intelligente :**

La Figure (III.3) représente schématiquement les éléments de la partie réceptrice d'antenne intelligente.

Le réseau d'antennes contient  $M$  éléments. Les  $M$  signaux sont combinés dans un signal unique, qui est l'entrée aux restes des récepteurs (décodeur de canal, ..., etc).

### Chapitre III : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

La Figure montre aussi que la partie réceptrice d'antennes intelligentes se compose de quatre unités. En plus des antennes elles-mêmes ; elle contient une unité radio, unité de formation de faisceau et une unité de traitement de signal.

L'unité radio se compose des chaînes de conversion pour les liaisons descendantes et des convertisseurs complexes analogique/numérique (A/N). Il doit y avoir M chaînes de conversion, une pour chaque élément.

L'unité de traitement de signal est basée sur le signal reçu, elle calcule le vecteur de pondérations complexes :  $[w_1, \dots, w_M]$  avec lesquels le signal reçu de chacun des éléments sera multiplier. Ce vecteur de pondérations génère le diagramme de rayonnement d'antennes dans la direction de la liaison montante.

Le vecteur de pondérations peut être optimisé par deux critères : le maximum du signal reçu de l'utilisateur désiré (*antennes à faisceaux commuté*) ou le maximum de SINR par la suppression du signal des sources d'interférences (*antennes adaptatives*).

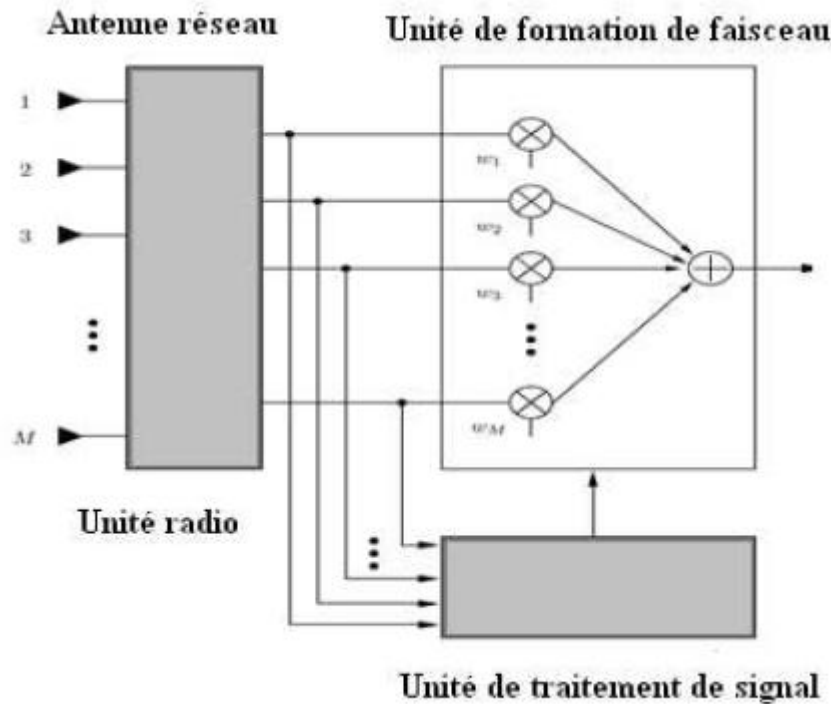


Figure III.3 : Antenne intelligente réceptrice.

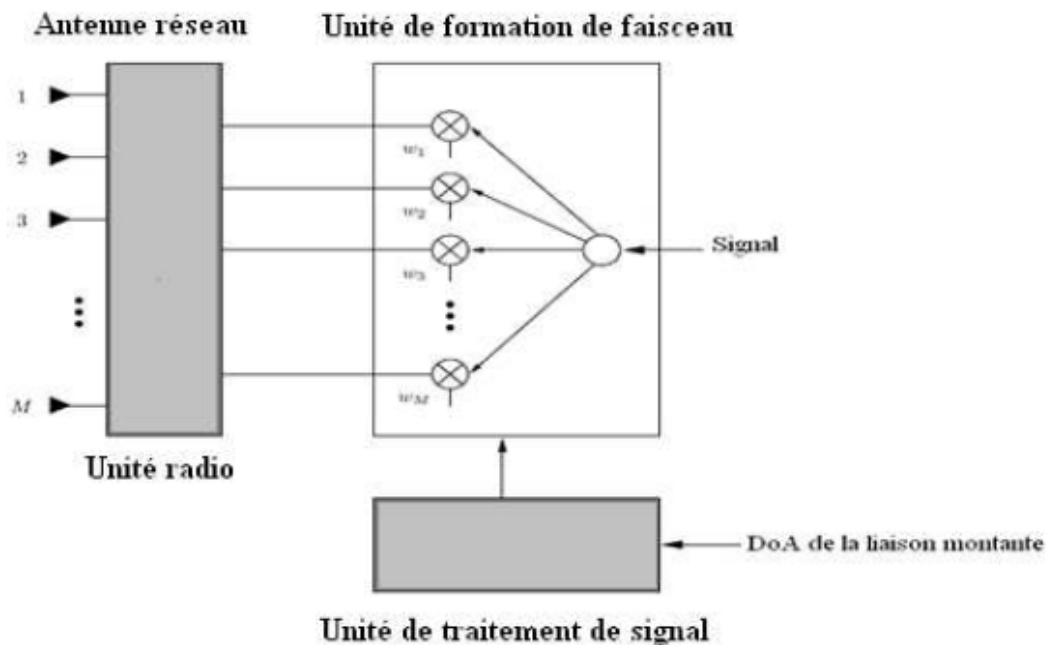
### *III.2 Émetteur d'antenne intelligente :*

La partie d'antenne intelligente émettrice est schématiquement très semblable à la partie réceptrice, une illustration est montrée dans la Figure (III.4).

Le signal est subdivisé en  $M$  branches, qui sont multipliés par le vecteur de pondérations complexes  $[w_1, \dots, w_M]$  dans l'unité de formation de faisceau. Ces derniers décident la direction du diagramme de rayonnement dans la liaison descendante, sont calculés en avant par l'unité de traitement de signal.

L'unité radio se compose des convertisseurs N/A et des chaînes de communication montantes.

Dans la pratique, quelques composants, tels que les antennes et le DSP seront identiques à la réception.



*Figure III.4: Antenne intelligente émettrice.*

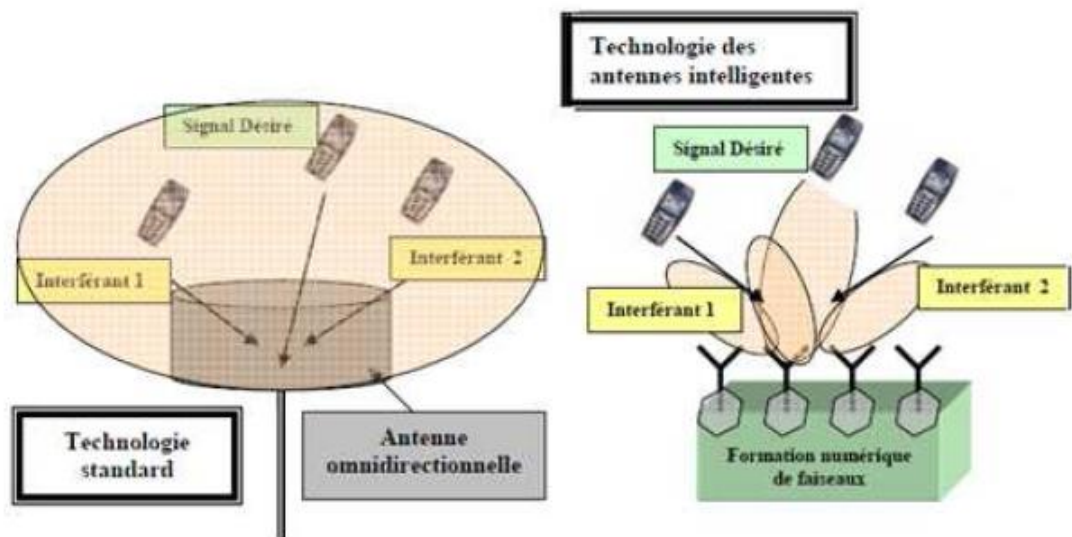
### *III.3 Concept d'antennes intelligentes :*

Les antennes intelligentes semblent être une voie prometteuse pour accroître la capacité des systèmes de transmission. L'idée consiste à utiliser la dimension spatiale des capteurs. La Figure (III.5) illustre ce procédé.

Le principe de fonctionnement peut se résumer aux étapes suivantes :

### Chapitre III : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

- ❖ La station de base intelligente focalise sur un signal en particulier plutôt de capter les signaux provenant de toutes les directions.
- ❖ Former des faisceaux d'énergie orientés vers un usager particulier sans avoir à connaître l'emplacement de cet usager. Cela serait comparable à un dispositif de poursuite, une sorte de signature spatiale. C'est comme doter chaque téléphone cellulaire de sa propre liaison sans fil.
- ❖ Il faut moins d'énergie pour focaliser un signal sur 20 degrés qu'il en faut pour l'orienter sur 360 degrés. Donc, en ajoutant un éventail d'antennes et ayant recours à un mode perfectionné de traitement numérique des signaux, on peut créer les antennes intelligentes.



**Figure III.5: Le principe de base d'une antenne intelligente.**

La technologie des antennes intelligentes permettra deux choses :

- ❖ L'augmentation du nombre d'utilisateurs que pourra desservir un système cellulaire donné.
- ❖ L'accroissement de l'éventail des services offerts par le système cellulaire.

En faisant circuler l'énergie directement entre la station et le téléphone cellulaire de l'utilisateur on produit :

- Une réduction des bruits ambiants.
- Une élimination des interférences provenant d'autres utilisateurs et obstacles.

Cette amélioration de qualité et l'augmentation du nombre d'utilisateurs et de services sont des atouts pour les futurs systèmes sans fils.

#### **IV Avantage des antennes intelligentes :**

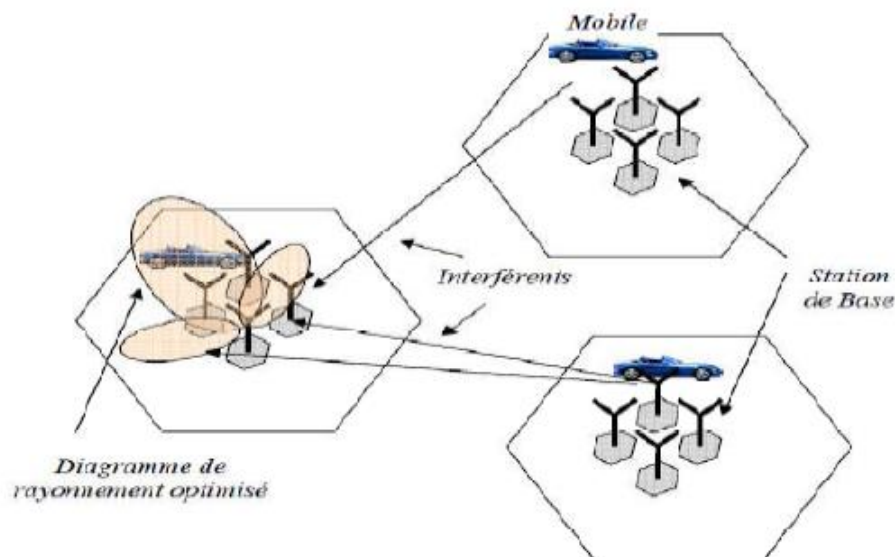
La caractéristique principale des antennes intelligentes est le pouvoir d'élimination des interférences pour les applications radio-mobiles ce qui donne un meilleur rapport signal sur bruit, donc une augmentation de la capacité en nombre d'utilisateurs.

Les prochaines générations des systèmes de communications sans fils devront supporter un trafic de plus en plus important. Supporter des services à haute qualité sur des canaux dont le spectre est limité, implique qu'une augmentation de la capacité par rapport aux systèmes actuels est nécessaire. Pour atteindre ces objectifs plusieurs techniques et approches sont envisageables.

Les techniques d'accès multiple, les modulations à un grand nombre d'états et le découpage en cellule (cell splitting) sont les techniques les plus utilisées. Une autre solution envisagée, est de mettre en œuvre les antennes intelligentes.

##### **IV.1 Réduction de la taille du motif (RTM) :**

Dans un système cellulaire, une station de base (BTS) est associée une zone de couverture, appelée cellule. Il est possible de réutiliser le même canal de communication (par canal on entend une bande de fréquences, un temps slot ou un code unique en CDMA) dans une autre cellule suffisamment éloignée de telle sorte que l'interférence co-canal soit négligeable.



**Figure III.6: Principe de la technique RTM.**

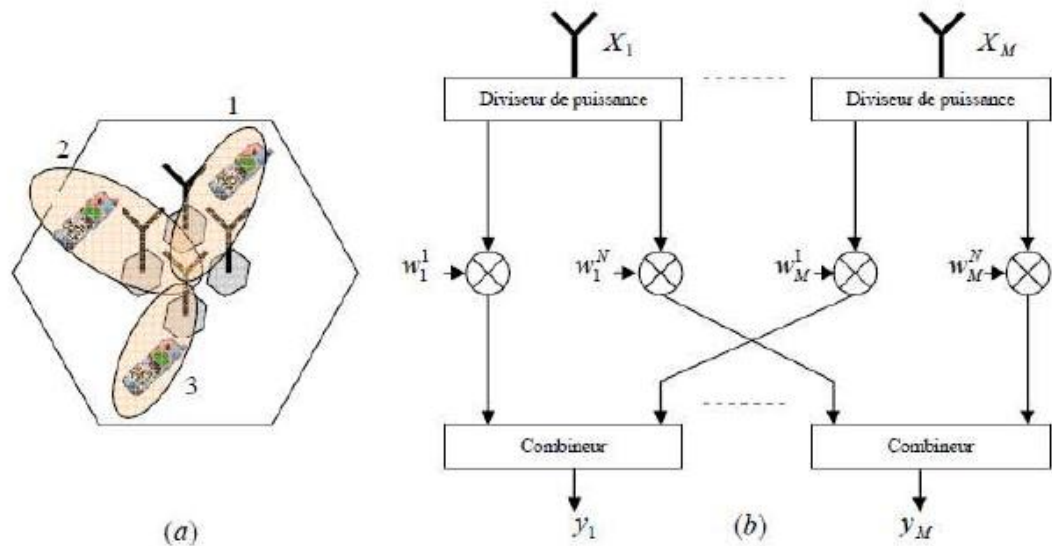
**IV.2 Accès Multiple par Répartition Spatiale, AMRS (SDMA, Space Division Multiple Access) :**

La technique SDMA repose sur le partage de l'espace en plusieurs régions (par techniques de traitement d'antenne) permettant d'obtenir un partage spatial du spectre. Cette technique découle directement du concept d'antenne intelligente.

Elle peut être utilisée avec toutes les méthodes d'accès conventionnelles (FDMA, TDMA et CDMA).

Les modifications nécessaires sont limitées aux stations de base et ne concernent pas les mobiles, ce qui permet l'introduction de SDMA dans les systèmes existants.

La technique SDMA peut être considérée comme une technique de filtrage spécial obtenu en utilisant, au niveau de la BS, une antenne adaptative



**Figure III.7: Principe de la technique SDMA**

(a) Faisceaux formés - (b) Structure du réseau (BTS).

**V Type des antennes intelligentes :**

Les systèmes d'antenne intelligente sont classifiés sur la base de leurs stratégie de transmission, donc deux types seront présenter :

- ❖ Antennes à faisceaux commutés (*Switched Beam Antennas*) ;
- ❖ Antennes adaptatives (*Adaptive Arrays Antenna*).



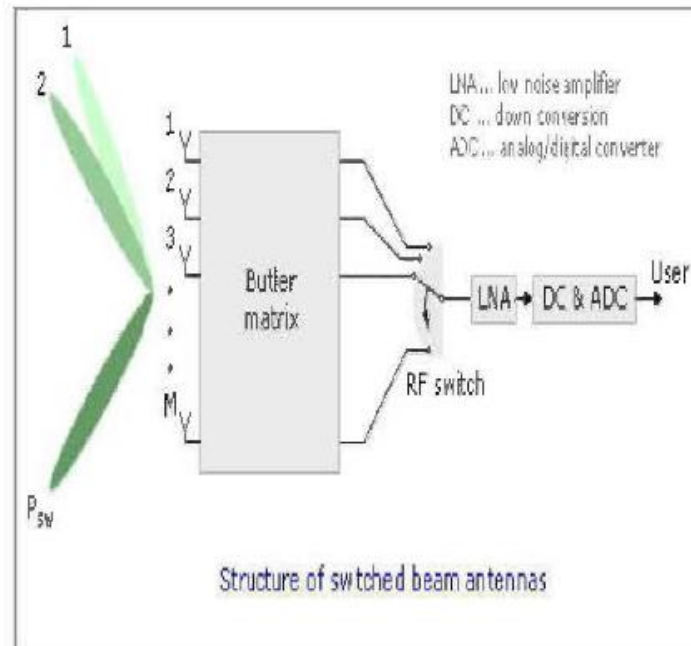
**V.1 Systèmes à faisceaux commutés (SBA) :**

Les antennes à faisceaux commutés sont des antennes directrices déployées aux stations de base d'une cellule. Elles ont uniquement une fonction de commutation de base entre les antennes directionnelles séparées ou des faisceaux prédéfinis d'un réseau.

Ce système donne les meilleures performances, habituellement en termes de puissance reçue. Les sorties des divers éléments sont prélevées périodiquement pour établir ce qui a le meilleur faisceau de réception. En raison de la directivité plus élevée comparée à une antenne conventionnelle, un certain gain est réalisé.

Le réseau à faisceaux commuté est relativement simple à mettre en application que les réseaux adaptatifs sophistiqués, mais il donne une amélioration limitée, exigeant seulement un réseau d'alimentation de sources (*Network Beamforming*), un commutateur RF, et une commande logique pour choisir un faisceau spécifique.

L'inconvénient important de ces systèmes est dû au fait que le système est incapable de distinguer un signal utile des signaux interférents, dans ce cas, la qualité de la communication subira une dégradation.



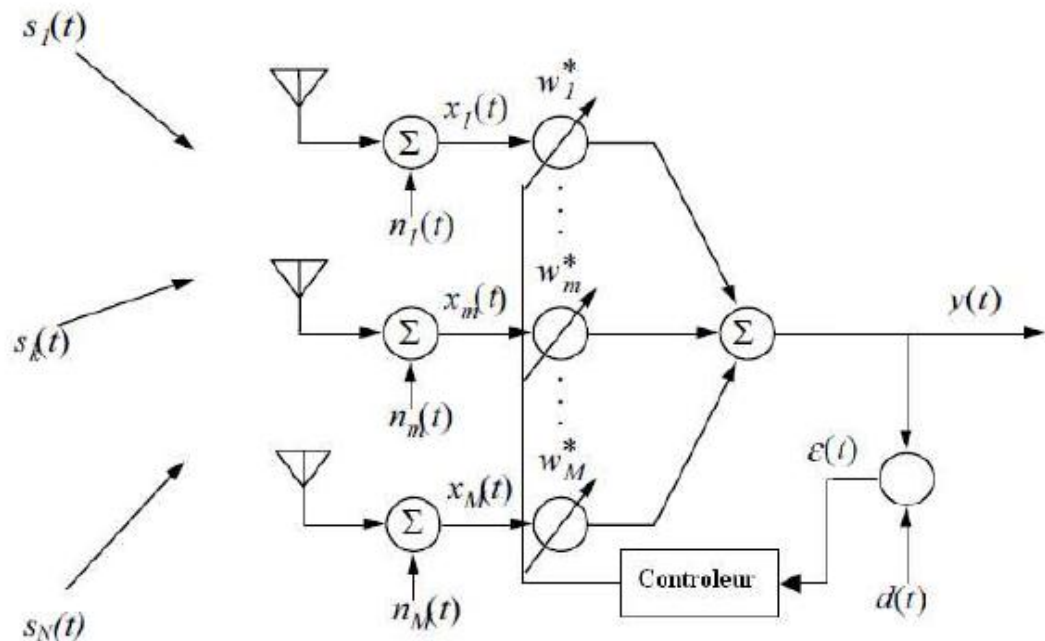
***Figure III.8 : Antenne intelligente à faisceau commuté***

**V.2 Antennes adaptatives :**

Un réseau d'antennes adaptatives est un ensemble d'éléments d'antenne qui s'adapte constamment à l'environnement radio au fur et à mesure de ses changements. Chaque antenne de réseau est associée à un coefficient de pondérations qui est mis à jour de manière adaptative, de sorte que son gain dans une direction particulière soit maximisé, tandis que dans une direction correspondant aux signaux interférences est réduit au minimum.

Grâce à la capacité de poursuite précise et de rejet d'interférence, plusieurs utilisateurs peuvent se partager le même canal à l'intérieur de la même cellule.

En d'autres termes, elles changent leurs rayonnements d'antenne ou modèle de réception dynamiquement pour s'ajuster avec les variations de bruit et d'interférence dans le canal, afin d'améliorer le SNR du signal désiré. Ce procédé est également connu comme « *adaptatif beamforming* ».



**Figure III.9 : Réseau d'antenne adaptative.**

Pour trouver le vecteur de pondérations optimales, nous devons minimiser l'erreur moyenne  $\mathcal{E}(t)$  entre la sortie de réseau  $y(t)$  et le signal de référence  $d(t)$ .

Les systèmes mobiles conventionnels utilisent habituellement une certaine sorte de diversité d'antenne (diversité par exemple de l'espace, de polarisation ou d'angle).

La sortie du réseau s'écrit :

$$y(t) = [W_1, W_2, \dots, W_N] \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} = W^H(t) \cdot X(t) \quad (\text{III. 4})$$

Où  $x_i(t)$  désigne le signal reçu par la  $i$ -ème antenne. Si nous supposons que le premier élément de réseau est la référence de phase, le déphasage relatif du signal reçu au  $n$ ème élément est :

$$\varphi_n = \left[ 2 \cdot \pi \cdot d \cdot \frac{n - 1}{\lambda} \right] \cdot \sin\theta_s \quad (\text{III. 5})$$

Nous désignons par  $\theta_s$  la direction du signal incident et « e » le diagramme élémentaire. Alors le signal sur le  $n$ ème élément est :

$$x_n(t) = e \cdot \exp j(\omega \cdot t + \varphi_n) \quad (\text{III. 6})$$

Des équations III.4, III.5 et III.6, nous obtenons :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N e \cdot w_n \cdot \exp j \left[ \omega \cdot t + \left( 2 \cdot \pi \cdot \frac{d(n - 1)}{\lambda} \right) \sin\theta_s \right] \quad (\text{III. 7})$$

La structure de l'unité de contrôle dépend de l'information que l'on connaît a priori ou que l'on peut estimer au niveau de la station de base.

Cette information inclut le type de modulation, le nombre de trajets séparables et leurs angles d'arrivés, la présence ou non d'une séquence d'apprentissage et la complexité de l'environnement de propagation.

## **VI Formation de voies et annulation d'interférents :**

Cette technique est basée sur la connaissance des directions d'incidence des différentes sources.

Dans le cas de liaisons fixes, celles-ci peuvent être connues a priori en fonction de la position des émetteurs et des récepteurs.

Dans le cas de liaisons mobiles, il est nécessaire de les estimer périodiquement pour suivre les déplacements angulaires des différentes sources.

Un réseau constitué de M antennes possède M-1 degrés de liberté. Il est donc possible de former N lobes dans les directions des sources utiles sous la contrainte de gain nul dans M-N-1 directions différentes.

Le vecteur de pondérations doit donc satisfaire le système d'équations suivant :

$$\mathbf{w}^H \cdot \mathbf{x}(\theta_i) = \mathbf{1} \quad \mathbf{i} = \mathbf{1}, \dots, \mathbf{N} \quad (\mathbf{N} \text{ lobes}) \quad (\text{III. 8})$$

$$\mathbf{w}^H \cdot \mathbf{x}(\theta_i) = \mathbf{0} \quad \mathbf{i} = \mathbf{1}, \dots, \mathbf{K} - \mathbf{1} \quad (\mathbf{K} - \mathbf{1} \text{ Zéro}) \quad (\text{III. 9})$$

Qui, sous forme matricielle, devient :

$$\mathbf{w}^H \cdot \mathbf{X} = \mathbf{e}_1^T \quad (\text{III. 10})$$

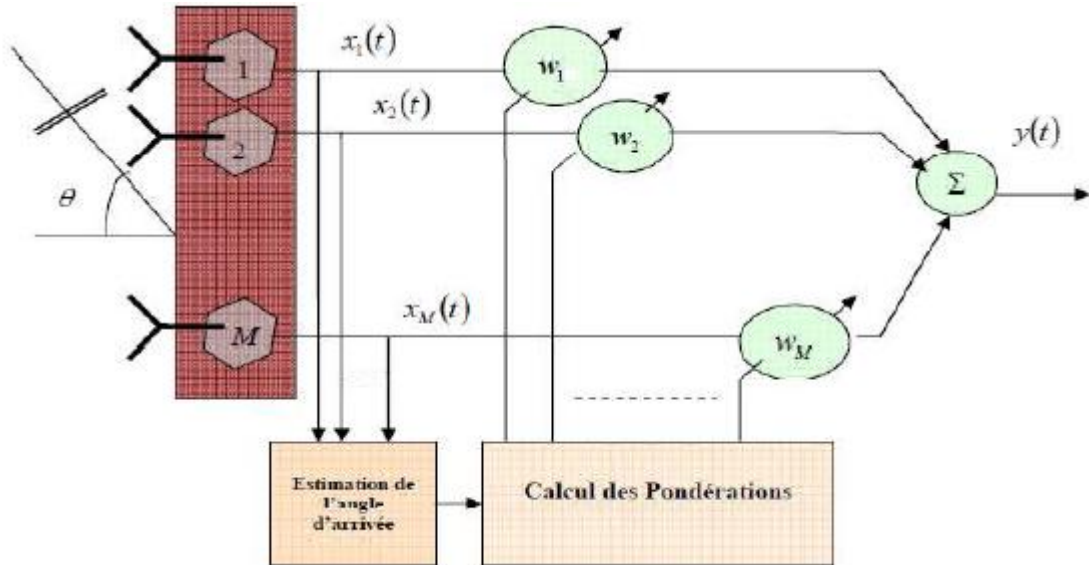
X: est la matrice dont les colonnes contiennent les vecteurs directeurs des différentes sources:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}(\theta_0), \mathbf{x}(\theta_1), \dots, \mathbf{x}(\theta_{k-1})] \quad (\text{III.11})$$

Et  $\mathbf{e}_1$  est un vecteur dont seul le premier élément est non nul :  $\mathbf{e}_1 = [1, 0, \dots, 0]^T$

La **Figure (III.10)** donne une configuration possible de ce type de traitement.

La première étape consiste à estimer les angles d'arrivés de toutes les sources. Connaissant la structure du réseau, linéaire par exemple, il est possible de former la matrice A et son inverse ou pseudo inverse. Il ne reste qu'à calculer les pondérations optimales.



*Figure III.10 : Configuration de l'antenne pour la formation de voies.*

## **VII Formation de voies optimales :**

Les pondérations optimales sont calculées sur la base d'un critère de performance que l'on peut classer en trois catégories.

La première regroupe les critères basés sur la connaissance de la (les) direction(s) d'incidence de la source utile. Contrairement à la méthode de formation de voies classique, les DoAs des interférents ne sont pas nécessaires.

La seconde catégorie suppose que le récepteur renvoie à l'unité de contrôle un signal corrélé avec le signal utile. Ce signal peut être une porteuse pure, une séquence d'apprentissage ou le code correspondant au signal utile en CDMA.

Enfin, la troisième catégorie regroupe les techniques aveugles qui utilisent la structure du signal émis (modulation, cyclo stationnarité,...).

### **VII.1 Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile :**

La stratégie est de déterminer les pondérations de telle sorte que la combinaison des sorties soit optimale selon un critère à définir.

Dans le cas des techniques basées sur les directions d'arrivée, on utilise classiquement trois critères : le critère du rapport signal sur bruit plus interférences (SINR), le critère du maximum de vraisemblance (ML : MaximumLikelihood) et le critère du minimum de variance (LCMV : Linearly Constrain MinimumVariance).

Ces trois critères conduisant à un même SINR.

### **VII.2 Technique basée sur un signal de référence :**

Si le signal utile  $s_0(t)$  est connu du récepteur, on peut choisir de minimiser l'erreur entre la sortie de l'antenne et  $s_0(t)$ .

En pratique, le récepteur ne connaît pas le signal émis sur toute la durée d'une communication mais seulement sur un laps de temps associé à une séquence d'apprentissage.

A chaque mobile est associée une séquence d'apprentissage qui est insérée dans la trame de donnée. Cette séquence peut servir au calcul des pondérations du réseau d'antennes.

### **VII.3 Algorithmes adaptatifs :**

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles.

Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle. Les algorithmes utilisés sont: [Annexe A]

- a. *Le LMS: Algorithme du gradient stochastique.*
- b. *Le DMI : Inversion directe de la matrice de convergence.*
- c. *Le RLS : Algorithme des moindres carrés récurrents.*
- d. *Le CMA : Algorithme à module constant.*
- e. *L'AG : Algorithme génétique*

## **VIII Conclusion :**

Ce troisième chapitre décrit brièvement les principaux concepts liés à notre étude.

Dans un premier temps, les antennes réseaux sont introduites. Ensuite, une présentation du concept des antennes intelligentes : structure, types, avantages et une mise au point sur les différentes méthodes actuelles de traitement d'antennes intelligentes.

Enfin nous avons décrit les différentes techniques de formations de voies.

### **Chapitre III : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile**

---

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier les antennes MIMO, ainsi que les différentes techniques qui leurs sont associées pour évaluer les performances des systèmes de transmission sans fil.

*Chapitre IV :*  
*Technologie MIMO*



## ***I Introduction :***

Les systèmes multiple input multiple output MIMO ont fait l'objet de plusieurs recherches depuis la dernière décennie du vingtième siècle. En 1984 Jack Winters du Bell Lab a présenté une étude fondamentale des limites des débits des systèmes à antennes multiples dans un environnement à trajet multiples avec évanouissement de Rayleigh.

La progression des études de systèmes MIMO a abouti à l'apparition du premier système MIMO commercial qui a été développé en 2001 par Iospan Wireless.

À partir de 2006, plusieurs sociétés telles que Broadcom et Intel ont adopté de nouvelles techniques de communication utilisant la technologie MIMO appliquée aux réseaux LAN. Le nouveau standard porte la dénomination IEEE 802.11n.

La technologie MIMO a permis d'atteindre des capacités de canal et d'accroître le débit et la robustesse des systèmes, et ce, en gardant la même bande de fréquence que le système original est d'intégrer la dimension spatiale. Plusieurs axes de recherche se sont développés autour de systèmes multi-antennes.

Ces axes couvrent les systèmes MIMO à accès multiples, les réseaux Ad-Hoc, le MIMO coopératif ainsi que les réseaux de capteurs sans fils.

## ***II Présentation des systèmes multi-antennes :***

Le potentiel de la dimension spatiale est apparu dès les débuts des transmissions radio, où les éléments directifs servaient à concentrer l'énergie dans la direction de l'émetteur ou du récepteur, permettant par filtrage spatial, d'abaisser la puissance d'émission et de minimiser l'impact des signaux interférents.

L'emploi d'antennes directives a par la suite été supplanté par l'apparition des réseaux d'antennes adaptatifs, connus sous le nom d'antennes intelligentes (smart antennas), capables d'ajuster dynamiquement leur diagramme de rayonnement aux conditions de propagation.

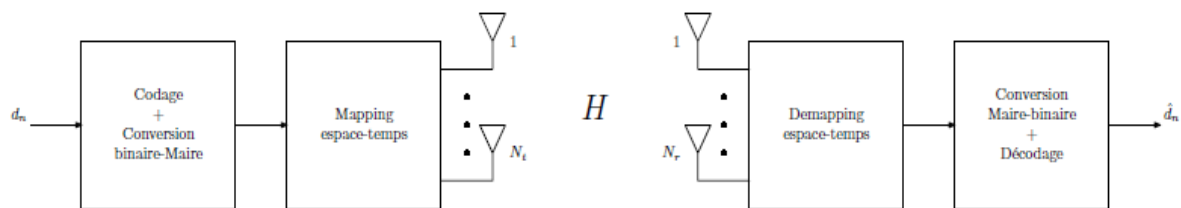
Un autre avantage de la dimension spatiale apparaît lorsque la distance inter-éléments est suffisamment grande, le détecteur dispose alors de plusieurs copies

indépendantes d'un même signal qu'il peut combiner afin de diminuer le risque d'erreur; une diversité spatiale de réception est alors exploitée.

Le concept MIMO prend réellement son essor dans le courant de l'année 1996 grâce au démonstrateur BLAST élaboré au sein des Bell Labs et permet d'obtenir des efficacités spectrales de l'ordre de 40bit/s/Hz avec 8 éléments d'émissions et de réceptions.

Il existe différents types de systèmes multi-antennaires, les systèmes SIMO (une antenne à l'émission, plusieurs antennes en réception), les systèmes MISO (plusieurs antennes à l'émission, une antenne en réception) et les systèmes MIMO.

Le premier système multi-antennaires (MISO) a été réalisé par Marconi en 1901 afin d'accroître le gain de transmission pour une communication trans-atlantique. Ainsi il put émettre le signal Morse de la lettre .S. sur une distance de 3425km entre Poldu (Angleterre) et St. John (Terre-Neuve).



**Figure IV.1 : Architecture MIMO générique**

Un système MIMO peut se représenter sous la forme simplifiée du schéma (IV.1) Les données binaires d'information  $d_k$  alimentent un bloc de transmission comprenant les fonctions de codage de canal, d'entrelacement, de conversion binaire-Maire et enfin un organe que nous appellerons mapper espace-temps dont le but est d'assigner à chaque antenne les différents symboles.

Cette assignation peut se faire avec ajout de redondance on parlera alors de codage espace-temps ou bien sans aucune redondance, les données sont alors multiplexées spatialement.

Cette assignation spatio-temporelle peut être éventuellement complétée par une pondération suivant l'antenne considérée ou bien par un précodage linéaire spatio-temporel.

En réceptions, le signal émis est capté simultanément par plusieurs antennes. Un traitement spécifique est alors mis en œuvre pour retrouver le symbole émis à partir des différentes séquences reçues pour chaque antenne.

En plus des opérations classiques de conversion Maire-binaire, désentrelacèrent et décodage de canal, le récepteur comprend un égaliseur (ou détecteur) espace-temps exploitant en général la connaissance du canal (CSI) et dont la structure et la complexité varient suivant l'application et la technique d'émissions considérées.

### **III Concept et capacité des canaux MIMO :**

La capacité des systèmes MIMO est un sujet d'actualité dans la littérature, dont nous ne présentons ici que le minimum pour montrer l'intérêt des transmissions MIMO.

Afin de pouvoir comparer les différentes capacités que nous allons voir, la puissance totale moyenne émise  $p_T$  reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, alors la puissance est répartie entre les M antennes de façon à ce que leur somme reste égale à  $p_T$ .

Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de puissance uniforme est optimale en termes de capacité (chaque antenne émet une puissance  $p_T/M$ ).

#### **III.1 Système SISO :**

C'est un système mono-antenne étant perturbé par un bruit blanc additif gaussien est donnée par :

$$C_{\text{SISO}} = \log_2(1 + \rho|h|^2) \text{ bits/s/Hz} \quad (\text{IV.1})$$

Avec  $\rho$  est le rapport signal sur bruit SRB :

$$\rho = \frac{S}{B} = \frac{P_T \cdot E(|h|^2)}{\sigma^2} \quad \text{si } E(|h|^2) = 1 \rightarrow \rho = \frac{P_T}{\sigma^2} \quad (\text{IV.2})$$

#### **III.2 Système MISO :**

C'est une technique de diversité spatiale en émission. C'est-à-dire Plusieurs antennes émettent des signaux qui sont interceptés par une seule antenne en réception.

Dans ce mode de transmission, une superposition du signal transmis simultanément par les  $N_t$  antennes émettrices est reçue.

C'est-à-dire que la puissance émise est divisée sur le nombre d'antenne:  $\left(\frac{P_T}{M}\right)$ .

Rapport signal à bruit moyen à la réception :

$$\rho = \frac{\frac{P_T}{M} \sum_i^M E(|h_i|^2)}{\sigma^2} \quad (\text{IV.3})$$

$$C = \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{M} \sum_i^M |h_i|^2 \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (\text{IV.4})$$

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

### **III.3    Système SIMO :**

C'est une technique qui utilise plusieurs antennes en réception pour lutter contre l'évanouissement dû au canal. Le signal reçu est additionné et le rapport signal sur bruit total est la somme des rapports signaux sur bruits de chacun des antennes de la réception.

$h_i$  est le gain complexe du canal entre l'antenne émettrice et la  $i$ -ème antenne réceptrice.

$$\rho_i = \frac{P_T \cdot E(h_i^2)}{\sigma_i^2} \quad (\text{IV.5})$$

Capacité d'un système SIMO :

$$C = \log_2 \left( 1 + \rho \sum_{i=1}^N |h_i|^2 \right) \quad (\text{IV.6})$$

Cette capacité croît de façon logarithmique avec le nombre d'antennes à la réception.

### **III.4    Système MIMO :**

La technologie MIMO repose sur  $M$  antennes de transmission et  $N$  antennes de réception.

Cette technique permet de contrer les effets du canal toute en améliorant la qualité des signaux en réception. Le canal MIMO est traduit par une matrice  $H$  de taille  $N \times M$  dite matrice de canal.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{h}_{11} & \mathbf{h}_{12} & \cdots & \mathbf{h}_{1M} \\ \mathbf{h}_{21} & \mathbf{h}_{22} & \cdots & \mathbf{h}_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{h}_{N1} & \mathbf{h}_{N2} & \cdots & \mathbf{h}_{NM} \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 7})$$

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

$$Y = HX + \eta$$

Où  $\eta$  représente le bruit qui corrompt le signal lors de la traversée du canal.

Donc la capacité instantanée d'un canal MIMO est donnée par :

$$C = \sum_{i=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{M} |\lambda_i|^2 \right) \quad (\text{IV. 8})$$

Cette capacité s'écrit aussi :

$$C = \log_2 \det \left[ I_N + \frac{\rho}{M} H H^* \right] \quad (\text{IV. 9})$$

Nous définissons la capacité moyenne comme l'espérance de la capacité :

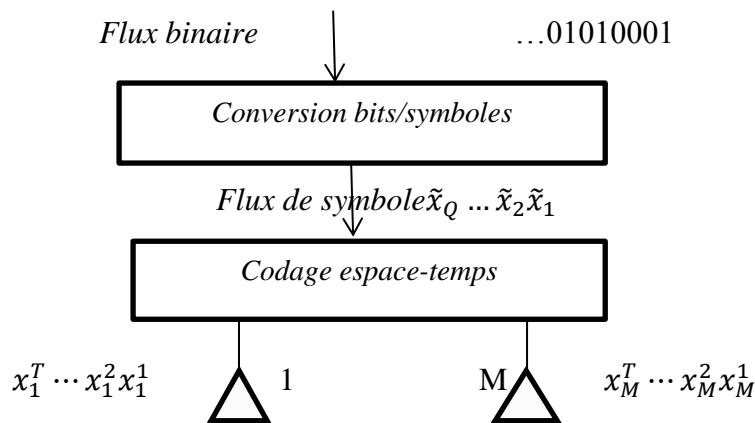
$$C_{\text{moy}} = E[C] = E[\log_2[\det(I_N + \rho H H^*)]] \quad (\text{IV. 10})$$

- ✚ 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. 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.

#### **IV Système MIMO à base de codes spatio-temporels :**

Afin d'améliorer la qualité de la transmission, Alamouti et Tarokh ont conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité, proposant un codage et un étiquetage conjoints.

Ce codage spatio-temporel CST permet également des communications plus sûres, il consiste à ajouter de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propres au canal MIMO.



**Figure IV.2 : codage spatio-temporel**

Le flux binaire à l'entrée est converti en un flux de Q symboles, le flux de Q symboles est codée en M symboles à la sortie de l'encodeur espace-temps, chaque un des symboles est répété T fois, Test appelé la longueur du codage espace-temps.

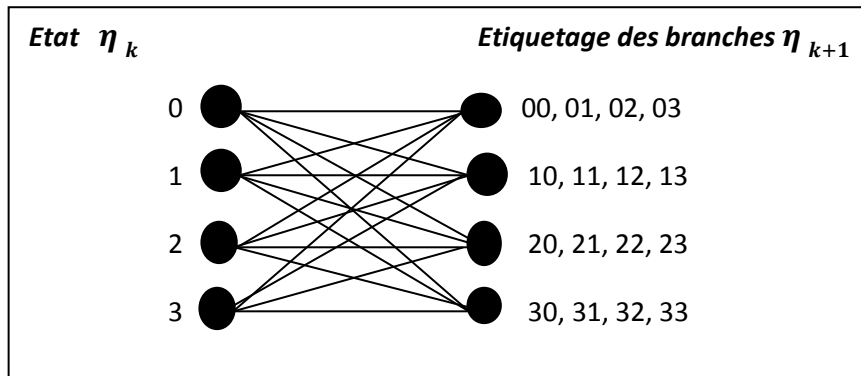
### **IV.1 Codage spatio-temporel en treillis :**

Les STTC en Treillis c'est la première famille des codes STC proposée par Tarokh pour les systèmes MISO. Ils combinent le codage de canal avec la modulation sur des antennes émettrices, et peuvent être considérés comme une extension des codes en treillis classiques au cas des antennes multiples à l'émission et à réception.

Si le code est bien construit, on peut ajouter à l'avantage de diversité un gain de codage non négligeable.

Le STTC crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (plusieurs antennes émettrices) et dans le temps (symboles consécutifs).

Le codeur est composé de M polynômes générateurs qui déterminent les symboles émise simultanément. La figure (IV.3) propose le diagramme d'un STTC à 4 états utilisant une modulation MDP-4 avec un nombre d'antennes émettrices M=2.



**Figure IV.3 : exemple de code ST en treillis à 4 états.**

On peut résumer le fonctionnement du codeur comme suit :

- $\eta_k$  représente l'état à l'instant k et par conséquent l'état suivant est  $\eta_{k+1}$ .
- L'état initial est  $\eta_k = 0$ , l'état suivant du treillis dépend des bits d'information à coder. Si les deux bits à coder sont 11, alors l'état prend la valeur décimale équivalente c.-à-d.  $\eta_{k+1} = 3$ .
- Les symboles à droite du treillis sont les codes associés à chaque doublet d'éléments binaires entrants. Dans notre cas ( $\eta_k = 1$  et  $\eta_{k+1} = 3$ ) le doublet à la sortie est 30.

Les symboles transmis par les STTC sont naturellement décorrélés grâce à la séparation physique des antennes.

La réception est basée sur l'estimation des coefficients d'évanouissements du canal est un algorithme de décodage c'est 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 peu pratiques.

### **IV.2 Codage spatio-temporel en blocs :**

Pour réduire la complexité de décodage des STTC, ALAMOUTI a proposé un schéma simple de diversité d'émission, par la suite TEROKHAN et AL ont généralisées le schéma d'ALAMOUTI à un nombre arbitraire d'antennes d'émission et de réception pour forme une nouvelle classe des codes ST : les codes ST en bloc ; sont définis comme une opération de modulation d'un bloc de symboles à la fois dans l'espace et dans le temps.

Cependant, ils n'exploitent pas la capacité des systèmes MIMO à cause de la redondance.

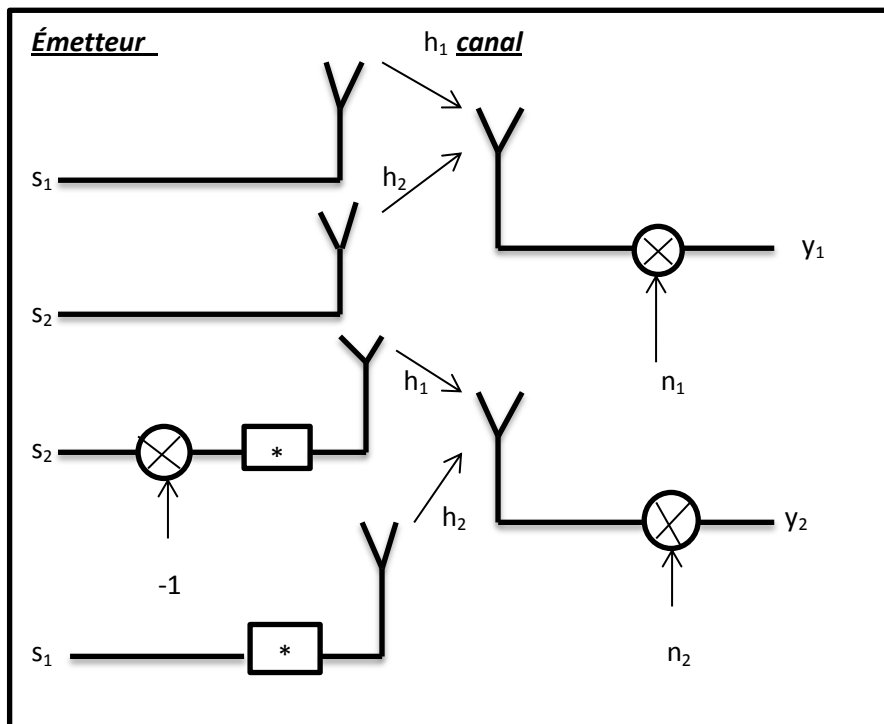
❖ **Code Alamouti :**

C'est un cas particulier des codes STB orthogonaux avec une diversité maximale et un rendement unitaire.

Ce code est optimal pour deux antennes à l'émission et une antenne à la réception (M=2 ; N=1), la figure suivante montre que :

Un mot de code s'écrit :

$$C = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \text{ Avec } s_1, s_2 \text{ deux symboles d'information}$$



**Figure IV.4 : schéma de code Alamouti.**

Le vecteur reçu s'écrit :

$$[y_1 \quad y_2] = [h_1 \quad h_2] \cdot \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} + [n_1 \quad n_2] \tag{IV.10}$$

Les signaux reçus aux instants t et t+T sont :

$$\begin{cases} y_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\ y_2 = -h_2 s_2^* + h_1 s_1^* + n_2 \end{cases} \tag{IV.11}$$



Ce système peut se mettre sous la forme équivalente :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} = Hs + N \quad (\text{IV.12})$$

Le code présente la propriété d'être orthogonal car nous avons :

$$C C^H = (\|s_1\|^2 + \|s_2\|^2) I_2 \quad (\text{IV.13})$$

Le décodage au sens du maximum de vraisemblance s'obtient simplement en multipliant le vecteur reçu par  $H^H$ .

$$\tilde{s} = H^H y = (\|h_1\|^2 + \|h_2\|^2) s + \tilde{n} \quad (\text{IV.14})$$

## **V    *Système MIMO à base de multiplexage spatial :***

Le principe de multiplexage spatial est l'organisation en espace sans redondance d'une série d'information. Le système transmet alors M fois plus de symboles utiles à chaque instant. Les antennes émettrices utilisent la même modulation et la même fréquence porteuse pour transmettre les symboles différents et indépendants sur les différentes antennes.

L'efficacité du système augmente donc en continuant à utiliser la même bande passante qu'un système classique. Les principales techniques de multiplexage spatial ont été développées par le laboratoire Bell.

On peut distinguer différents types du système MIMO par multiplexage spatial, tel que D-BLAST, H-BLAST, V-BLAST, ce type de système est réalisé dans le but d'augmenter le débit de transmission.

### **V.1    *Architecture D-BLAST :***

Cette technique est proposée par Foschini en 1998 l'intérêt de cette architecture diagonale est que les symboles sont détectés successivement antenne émission par antenne émission.

Le flux de données est démultiplexé en M sous-flux ayant le même débit, chaque sous-flux est ensuite codé et modulé.

L'association flux/antenne est périodiquement cyclique pour ne pas transmettre les M sous-flux vers la même antenne.

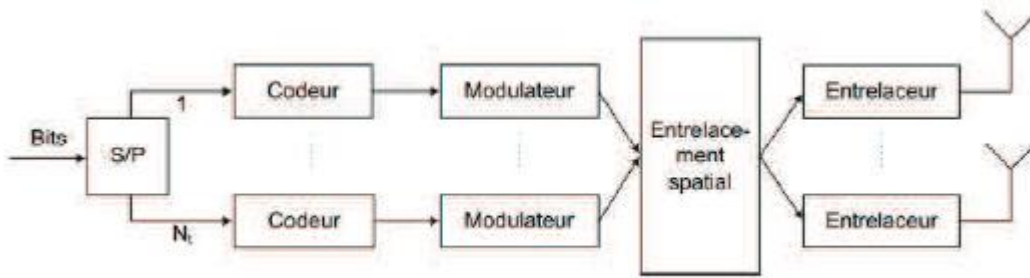
Le système est plus résistant aux effets évanouissements de canal grâce au fait de transmettre un sous-flux sur toutes les antennes possibles.

Cette architecture permet d'obtenir un débit proche de la capacité mais elle possède une structure complexe de codeur et de décodeur.

Dans cette architecture les symboles codés occupent donc une diagonale de la matrice de transmission :

$$\begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \dots \\ c_1^2 & c_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ c_1^M & c_2^M & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} c_1^1 & c_1^2 & \dots & c_1^M & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_2^1 & c_2^2 & \dots & c_2^M & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & c_M^1 & c_M^2 & \dots & c_M^M \end{pmatrix} \quad \text{(IV.15)}$$

Pour réduire la complexité de système D-BLAST, Foschini et Wolnainsky proposent un système qu'ils nomment V-BLAST ou H-BLAST.



**Figure IV.5 : Architecture d'un émetteur D-BLAST.**

### **V.2 Architecture V-BLAST :**

Cette architecture verticale est la plus simple, son principe est de diviser le flux de données à l'entrée en plusieurs sous-flux, ces derniers sont transmis sur des antennes différentes, mais en utilisant la même modulation et la même fréquence porteuse.

Cette architecture vise principalement à augmenter la capacité du système et l'efficacité spectrale (plusieurs symboles différents sont émis).

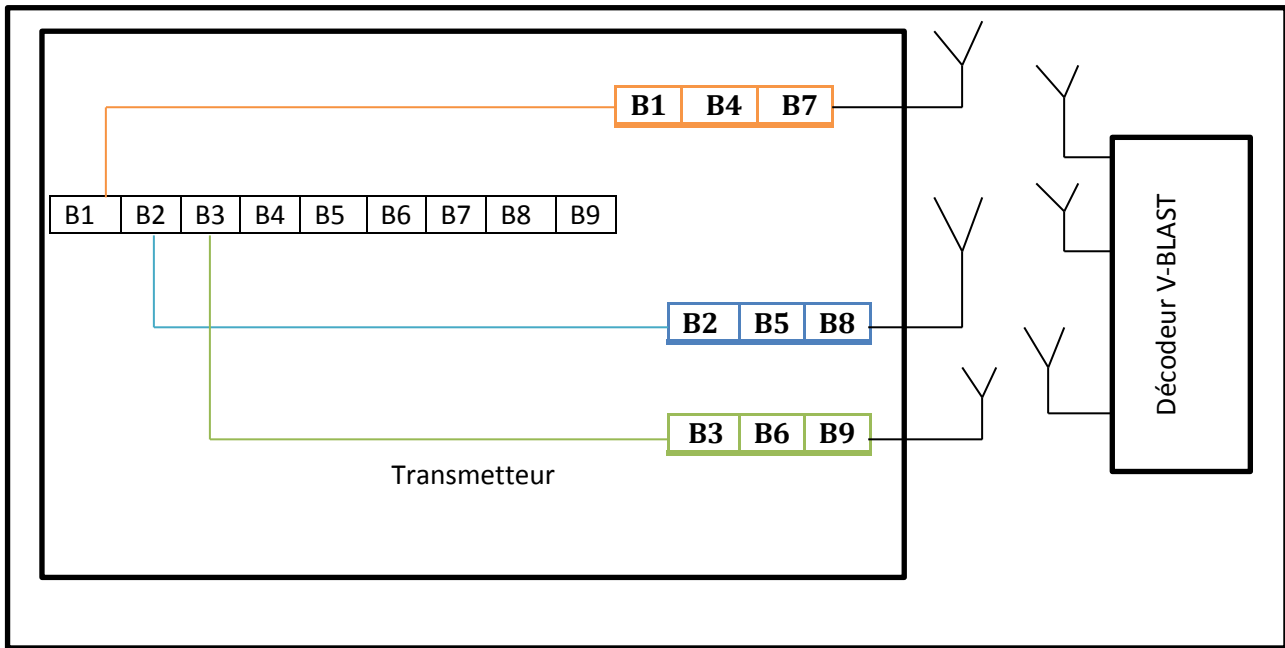


Figure IV.6 : Principe de l'Architecture V-BLAST.

### V.3 Architecture H-BLAST :

Cette architecture horizontale est très proche de celle du V-BLAST. Elle utilise les même blocs sauf l'ordre de rangement des blocs est différent comme illustré sur la figure (IV.7).

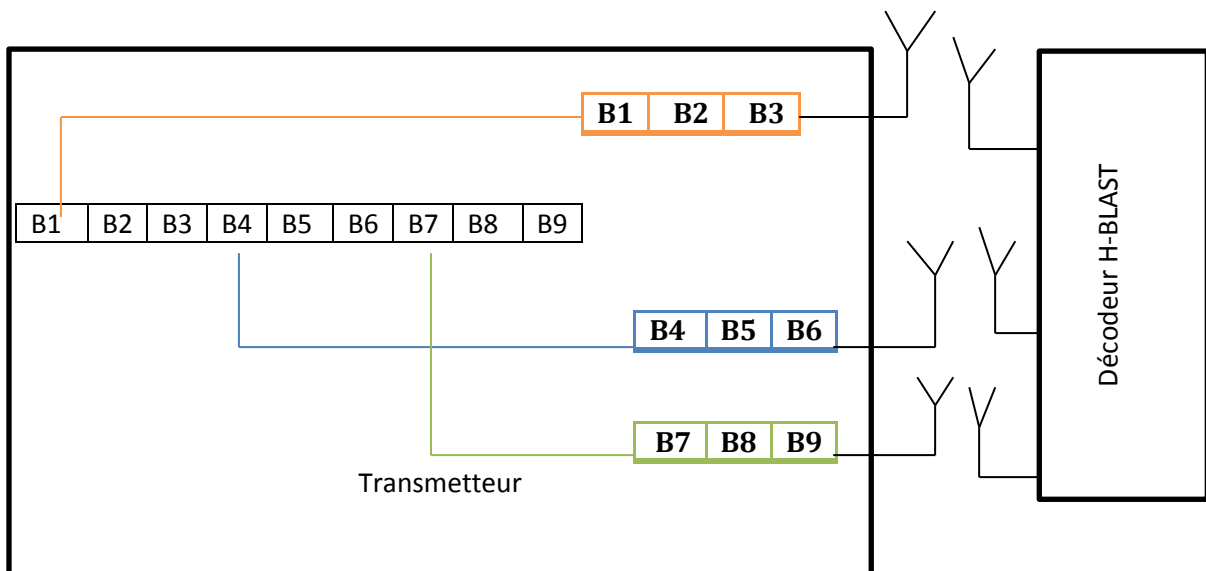


Figure IV.7 : Principe de l'Architecture H-BLAST.

## ***VI MIMO beamforming :***

L'utilisation d'un système de transmission sans fil haut débit «MIMO» qui utilise un réseau d'antennes en émission et en réception nous a données une bonne exploitation de la diversité spatiale. Cette dernière peut être réduite par différents facteurs, par exemple le couplage peut modifier les caractéristiques de rayonnement d'une antenne et va créer une corrélation entre les signaux.

La solution proposée pour éviter ce problème est d'utiliser une technique de traitement de signal nommée « beamforming » ou la formation de faisceaux.

Cette technique est considérée comme un filtre spatial pour chaque direction d'intérêt. Ce filtre va permettre de récupérer ou d'émettre des signaux dans des directions particulières avec un gain maximum, c'est-à-dire de favoriser le gain pour la direction d'intérêt et d'atténuer les signaux émis dans les directions non souhaitées (interférences et du bruit.). A la sortie de ce filtre, on n'aura que les signaux dans la direction d'intérêt.

On distingue deux types de réseaux formateurs de faisceaux : le réseau de formation de faisceaux analogique (Analog Beamforming) et le réseau de formation de faisceaux par calcul ou numérique (Digital Beamforming).

La formation de faisceaux numérique permet de former de nombreux faisceaux et ainsi d'augmenter le rapport signal sur bruit (SNR) en diminuant l'effet du bruit sur le signal désiré. Alors que la FF analogique est limitée par la complexité du réseau.

### ***❖ La formation de faisceaux au niveau de récepteur :***

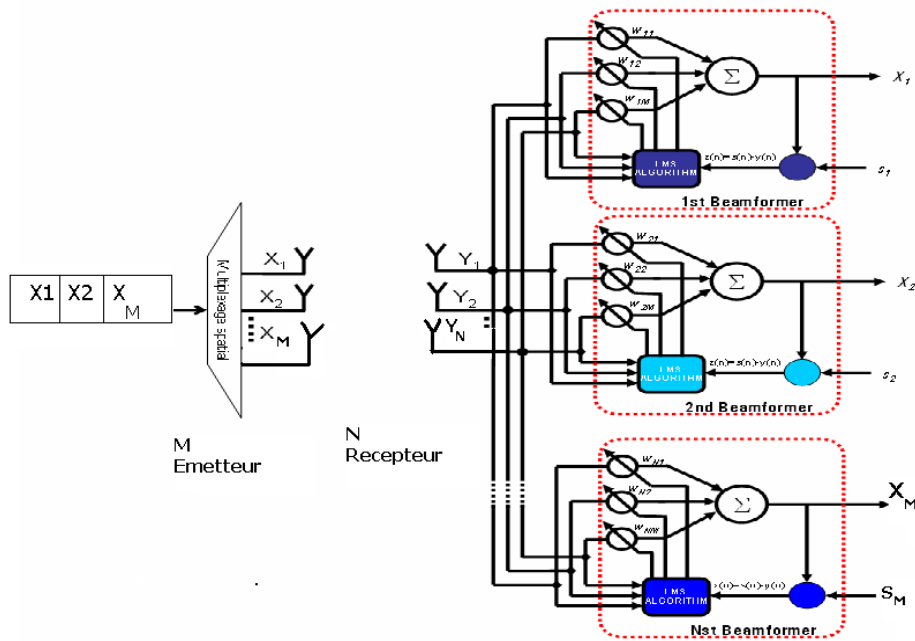
Pour la réception d'un signal, la formation de faisceaux est utilisée pour recevoir l'information de différentes antennes et la combiner de telle manière qu'on observe préférentiellement le signal désiré.

Soit un signal  $x(t)$  émis dans la direction  $(\theta_0, \varphi_0)$  (angles d'élévation et d'azimut respectivement désirés) d'un émetteur ayant une antenne réseau à  $K$  éléments rayonnants, le signal subit sur chaque élément d'antenne un déphasage et une atténuation, modélisés par le vecteur directionnel (steering vector) suivant  $(\theta_0, \varphi_0)$ .

La formation de faisceaux va consister à focaliser le faisceau de l'antenne (à la réception) dans des directions privilégiées prédéfinies.

Cela se traduit par la multiplication par des coefficients complexes (des pondérations  $w_r$ ), des signaux reçus sur chacun des capteurs du réseau d'antennes.

Les signaux des différents capteurs sont ensuite additionnés pour réaliser un filtrage spatial qui permet d'éliminer certaines composantes spatiales du signal étudié (sources et bruits mobiles) et pour former à la sortie du réseau le signal émis.



**Figure IV.8 : Système MIMO à codage spatio-temporel utilisant la formation de faisceaux en réception.**

## **VII Récepteurs les plus courants :**

Nous allons détaillées dans la section suivante des techniques d'égalisation linéaires et non-linéaire qui doivent être employés en réception pour détecter le signal reçu.

### **VII.1 Récepteur linéaire du Forçage à Zéro (ZF) :**

Le récepteur de forçage à zéro est le récepteur le plus simple et, en général, le moins performant. Il est basé sur l'inversion de la matrice du canal  $\mathbf{H}$ . Si  $\mathbf{H}$  est carrée et inversible, le vecteur de symboles estimés est donnée par la relation :

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{y} \quad (\text{IV.16})$$

Dans la pratique, la matrice  $\mathbf{H}$  n'est pas forcément carrée ( $M \neq N$ ), il est donc nécessaire d'utiliser la pseudo-inverse  $\mathbf{H}^\dagger$  de la matrice canal pour estimer les symboles :

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^\dagger \mathbf{y} \quad (\text{IV.17})$$

$$\tilde{\mathbf{s}} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{y} \quad (\text{IV.18})$$

Malheureusement, cette détection ne prend pas en considération la variance de bruit ce qui limite des performances de ce critère.

### **VII.2 Récepteur linéaire MMSE :**

Ce critère minimise l'erreur moyenne quadratique due à la fois au bruit et aux interférences entre symboles transmit par le même canal, contrairement au récepteur ZF qui ne s'occupe que des interférences entre symboles.

L'erreur quadratique moyenne est donnée par :

$$\mathbf{e} = \mathcal{E}\{(\mathbf{s} - \tilde{\mathbf{s}})^*(\mathbf{s} - \tilde{\mathbf{s}})\} \quad (\text{IV.19})$$

Dans ce cas, on estime  $\mathbf{s}$  grâce à la relation :

$$\tilde{\mathbf{s}} = \left( \mathbf{H}^* \mathbf{H} + \frac{\mathbf{M}}{\rho} \mathbf{I}_M \right)^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{y} \quad (\text{IV.20})$$

Où  $\rho = p_0 / \sigma^2$  est le SNR moyen par antenne de réception.

Dans le cas d'un SNR élevé ( $\sigma^2 \approx 0$ ) le récepteur MMSE converge vers le récepteur ZF.

### **VII.3 Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV):**

Le récepteur qui apporte Les meilleures performances en termes de taux d'erreur est le récepteur à maximum de vraisemblance (MV). En supposant un bruit gaussien et un état de canal parfaitement connu coté récepteur, le récepteur MV donne les symboles estimés grâce à la formule :

$$\tilde{\mathbf{s}} = \arg \min \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \quad (\text{IV.21})$$

Cette méthode a le désavantage de devenir complexe et croît exponentiellement lorsque le nombre de points de la constellation  $\Omega$  est grand et quand le nombre d'antennes émettrices augmente.

Si  $\Omega$  représente la taille de constellation, le récepteur doit calculer  $\Omega^M$  distances ce qui devient rapidement exorbitant en terme de calcul.

Par exemple pour une MAQ-256 et  $M=2$ , il y a 65536 distances à calculer.

### **VIII Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons essayé de présenter les bénéfices apportés par le MIMO et son efficacité de combattre les évanouissements dans un canal et la réduction des interférences.

Nous avons passé en premier temps de présenter les différents systèmes multi-antennaires SISO, SIMO, MISO et MIMO et donner les capacités correspondantes. Les systèmes MIMO ont un potentiel énorme en termes de capacité par rapport aux autres systèmes. Le codage espace-temps et le multiplexage spatial sont introduits ainsi que les différents types qui leur sont associés. L'intérêt de ces deux approches est d'exploiter le potentiel des canaux MIMO. Dans le multiplexage spatial, ils permettent d'augmenter le débit d'information sans augmenter la bande passante ou la puissance transmise. A l'opposé, les codes spatio-temporel offrent à la fois de la diversité et du gain de codage tout en améliorant l'efficacité spectrale.

Les techniques de beamforming permettent à la fois d'étendre une couverture radio (d'une station de base ou d'un point d'accès par exemple) et de limiter les interférences entre utilisateurs. Les antennes réceptrices reçoivent un mélange des contributions de toutes les antennes émettrices. Pour séparer les signaux et retrouver l'information initiale, nous avons présenté plusieurs algorithmes linéaires et non linéaires. Les méthodes linéaires possédant chacune un inconvénient majeur : alors que le forçage à zéro sépare parfaitement les symboles mais la contribution de bruit reste élevé, le critère MMSE est moins capable d'enlever toute les interférences entre symboles, le MV est très performant au prix d'un nombre exorbitant de tests.

*Chapitre V :*  
*Omplémentation des algorithmes*  
*adaptatifs pour ue chaîne MIMO*  
*OFDM*



## *I Introduction :*

Dans les chapitres précédents nous avons introduit les notions et les concepts de base des communications numériques, nous avons vu la modulation multi-porteuse OFDM, les antennes intelligentes, et les systèmes MIMO classiques et adaptatifs.

Dans ce chapitre nous proposons une étude en utilisant l'environnement **MATLAB**, des simulations de système MIMO beamforming basé sur un algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit, et on introduit ainsi les algorithmes adaptatifs dans le but de minimiser le BER. L'objectif principale est d'améliorer les performances de système en éliminant les interférences inter symboles.

Le procédé algorithmique itératif est utilisé pour résoudre un problème. En débutant par le choix d'une **valeur initiale** considérée comme une première ébauche de solution, la méthode procède par itérations au cours desquelles elle détermine une succession de solutions approximatives raffinées qui se rapprochent graduellement de la solution cherchée.

Trois parties sont présentées dans ce chapitre. La première partie traite la modulation multi-porteuse OFDM dans le but de favoriser leurs avantages. La deuxième partie expose le développement suffisant du rapport SNR à la réception en se basant sur l'algorithme itératif et l'association de la diversité spatiale dans un système MIMO adaptative pour un nombre différent de canaux retardés. La dernière partie de ce chapitre traite l'association d'un système MIMO Beamforming à la modulation OFDM cela nous permet de souligner les problématiques intéressantes de cette techniques.

## *II OFDM :*

Dans cette partie de simulation nous présentons la technique OFDM, pour montrer leurs performances dans la communication sans fils, le principe de cette technique est la répartition des symboles de durée  $T_u$  sur des différentes porteuses modulées en PSK ou QAM.

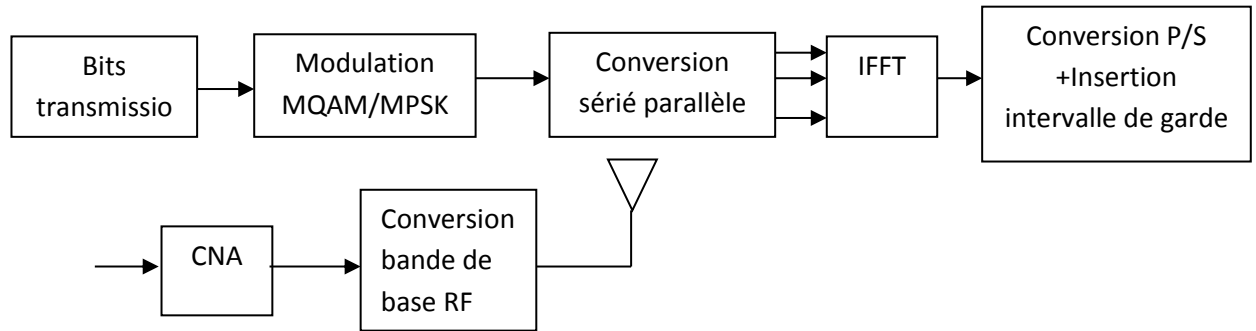
La notion d'orthogonalité est introduite dans cette technique, ce qui permet de retrouver facilement les symboles et autorise donc un recouvrement spectral sans perte de l'information.

### *II.1 Etude de la technique multi-porteuses OFDM*

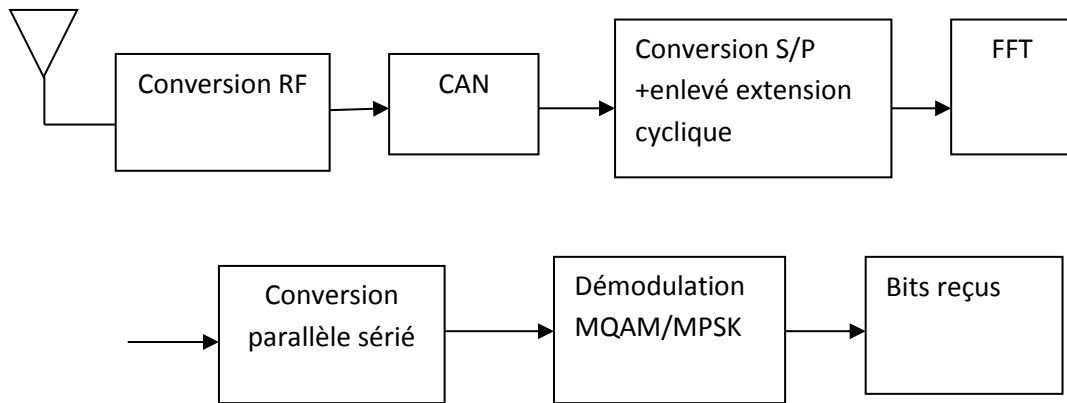
Cette partie de simulation s'intéresse à l'étude de la technique OFDM dans un environnement multi-trajets et bruit blanc gaussien additif.

## Chapitre V : Implémentation des algorithmes adaptatifs dans une chaîne MIMO OFDM

Les figures (V.1) et (V.2) représentent les schémas synoptiques de l'émetteur et du récepteur du système OFDM.



**Figure V.1 : Emetteur OFDM.**



**Figure V.2 : récepteur OFDM.**

A l'émission, les symboles de données sont modulés en QAM puis en OFDM par l'opérateur IFFT après la conversion série parallèle. Pour combattre les effets multi-trajets, on insère des préfixes cycliques dans chaque symbole OFDM après une conversion parallèle série, le préfixe cyclique maintient l'orthogonalité entre les sous-porteuses dans un canal multi-trajets.

Le signal reçu affecté par l'effet multi-trajet et le bruit sera démodulé en OFDM puis en QAM pour détecter finalement le signal désiré.

Le système OFDM transmet un signal à 192 symboles divisé sur 3 trames. La longueur d'un symbole OFDM est fixée à 64 sous porteuses. L'intervalle de garde est fixé par une longueur égale à 16 sous porteuses, c'est-à-dire le 1/4 de la longueur de chaque symbole. Donc la longueur du signal à la sortie est égale à 80 sous porteuses. Le type de modulateur utilisé est le QAM et le PSK.

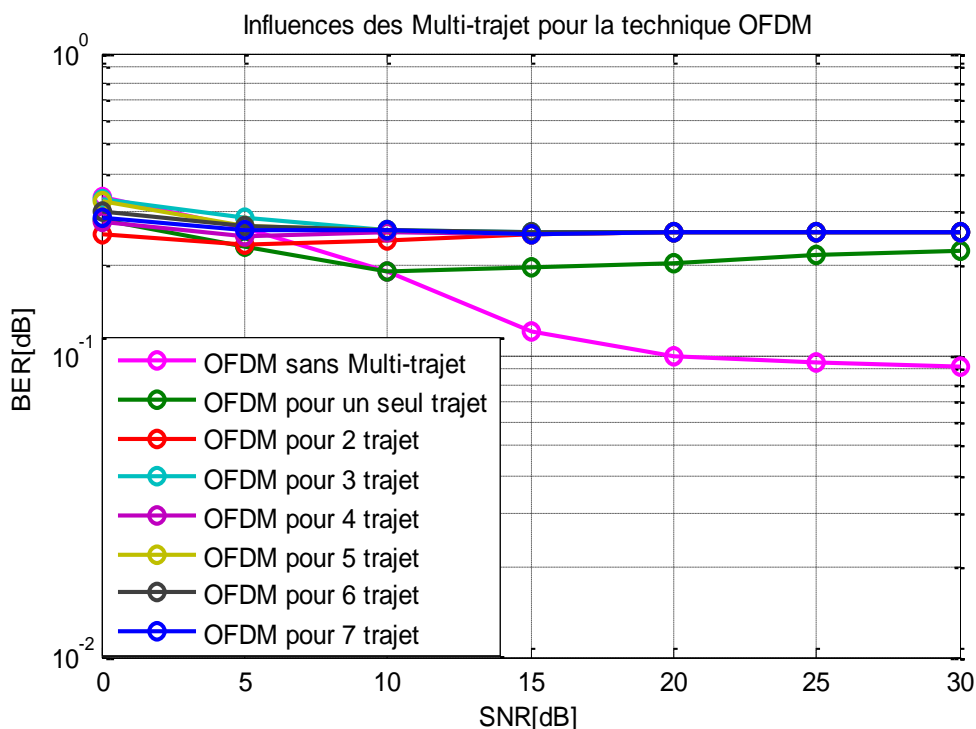
On trace les résultats de simulation en termes de BER par rapport au SNR.

## ***II.2 Le taux d'erreurs pour le système OFDM avec différents canaux retardés***

Dans n'importe quel canal de propagation, le signal suit des multiples trajets pour atteindre sa destination dépendant des types d'obstacles (bâtiment, relief, végétation,...). Ces signaux subissent des phénomènes de réflexion, réfraction, diffraction, diffusion.

La figure suivante présente les résultats de simulation présentant les performances de la technique OFDM.

Dans cette simulation nous envoyons une chaîne de symboles sur un canal direct  $A_0$  en suite nous ajoutons les canaux retardés  $A_i$  avec  $i$  varié de 1 à 7, et nous intégrons l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit, nous exprimons les performances du système en terme de BER.



***Figure V.3 : Influence des nombres des trajets sur L'OFDM.***

Le taux d'erreur pour un système mono-antenne avec un canal direct et sept canaux retardés est faible pour un SNR de 30 dB, mais on observe que pour un canal direct  $A_0$  le

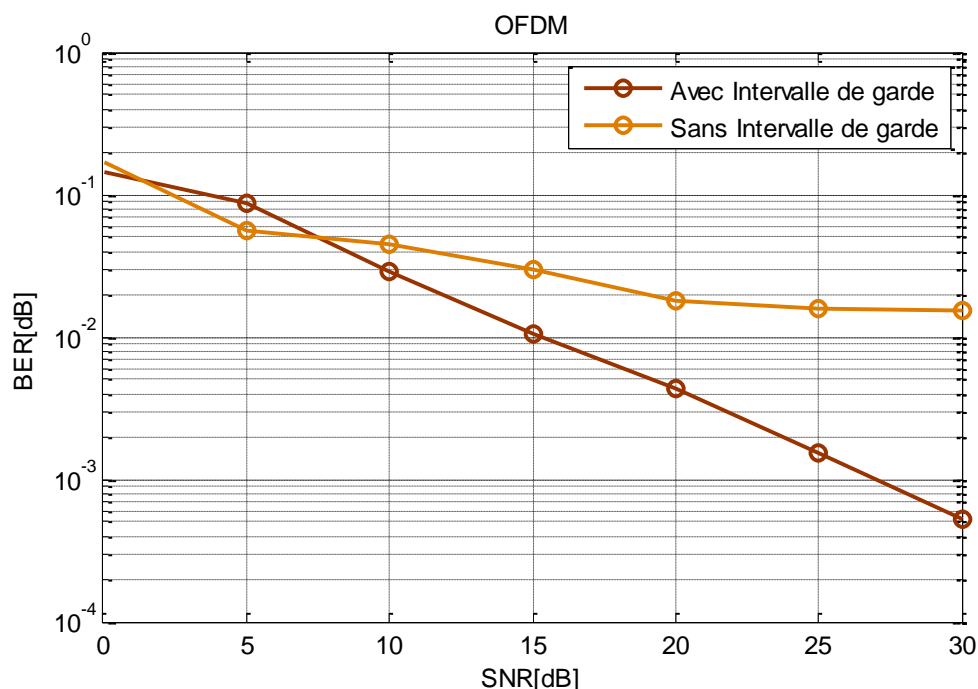
BER est  $10^{-1}$  pour le même SNR .les courbes du BER croissent avec l'augmentation du nombre des canaux retardés.

### **II.3 Influence de l'intervalle de garde**

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

Pour éliminer ces problèmes en inséré une zone morte appelé « Intervalle de Garde » entre chaque symbole.

Dans cette simulation on montre l'intérêt de l'intervalle de garde.



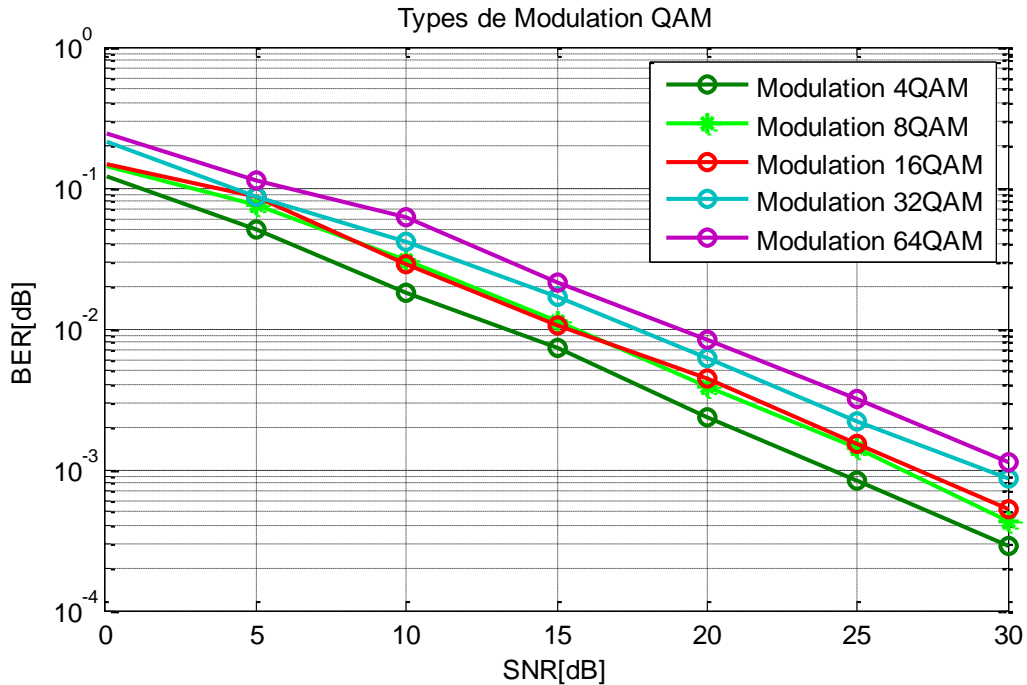
**Figure V.4 : L'intérêt de l'Intervalle de Garde.**

On remarquant que le taux d'erreurs diminue lorsqu'on ajoute l'intervalle de garde est inférieur à  $10^{-3}$  pour un SNR de 30 dB, mais dans le cas où on a une transmission sans IG l'erreur augmente est supérieure à  $10^{-2}$ , on conclue que IG permet de lutter contre les interférences inter symboles, et de rendre le canal non sélectif en fréquence pour chaque sous porteuses.

### **II.4 Etude les performances de L'OFDM associer aux modulations M-QAM et M-PSK :**

L'intérêt principal de cette partie est de trouver la meilleure valeur de M pour la modulation M-QAM et M-PSK qui sera incluse dans les simulations suivantes.

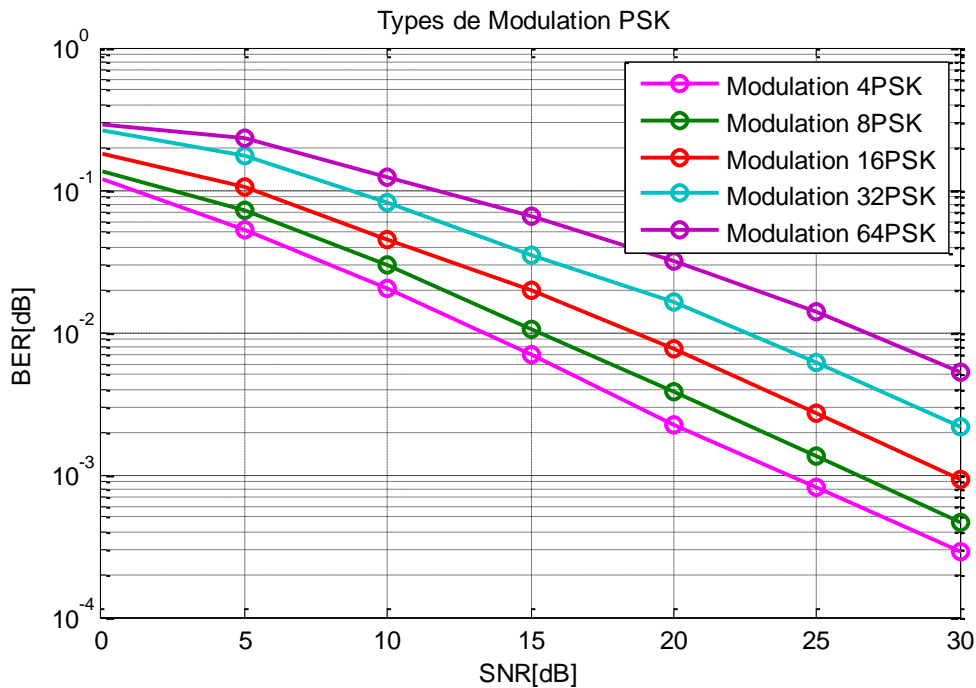
- La modulation QAM ou modulation d'amplitude en quadrature de phase est une technique qui emploie une combinaison de modulation de phase et d'amplitude. C'est une modulation dite bidimensionnelle.



**Figure V.5 : Comparaison de BER pour différent types de modulations QAM.**

D'après les résultats présents dans la figure (V.5), nous constatons que les meilleures performances sont obtenues pour la modulation 4-QAM avec un BER supérieure à 10<sup>-3</sup> pour un SNR de 30 dB.

- La modulation PSK est une modulation de phase associée à chaque code binaire, une valeur de la phase de la porteuse.



**Figure V.6 : Comparaison de BER pour différent types de modulations PSK.**

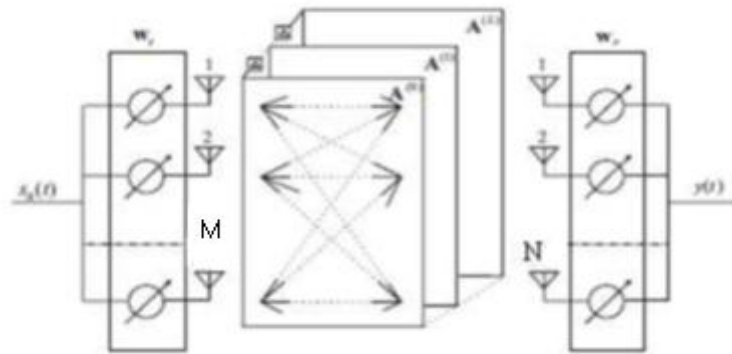
Nous remarquons que la modulation 4-PSK est plus favorable car le BER est supérieure à  $10^{-3}$  pour un SNR de 30 dB.

D'après la Figure (V.5) et la Figure (V.6) il est à noter que les meilleurs résultats sont obtenus pour  $M=4$ .

### ***III MIMO Beamforming :***

La méthode du Beamforming adaptatif consiste à additionner les signaux reçus par le réseau d'antenne après avoir été pondérés par des poids spécifiques à chaque porteuses et à chaque antenne.

L'émetteur contient «M» antennes élémentaires, le récepteur est schématiquement très semblable à la partie émettrice et contient « N» éléments réceptrices et le canal de propagation MIMO contient un canal direct et jusqu'à 7 canaux retardés.



**Figure V.7: La configuration MIMO Beamforming.**

Pour un système de transmission sans fil haut débit, le canal de propagation MIMO peut être modélisé de la manière suivante :

$$H(\tau) = \sum_{i=0}^L A^i \cdot \delta(\tau - i \cdot \Delta\tau) \quad (V.1)$$

$\mathbf{H}$  : la matrice du canal MIMO de taille  $M \times N$ .

$\delta(t)$ : Impulsion de Dirac.

$\Delta\tau$ : L'unité de temps retard.

$L$  : Nombre de canaux retardés.

$$A^i = \begin{pmatrix} a_{11}^i & a_{21}^i & \dots & a_{1M}^i \\ a_{21}^i & a_{22}^i & \dots & a_{2M}^i \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{N1}^i & a_{N2}^i & \dots & a_{NM}^i \end{pmatrix} \quad (V.2)$$

$a_{nm}^i$  : La  $i^{\text{ème}}$  réponse entre la  $m^{\text{ème}}$  antenne d'émission et la  $n^{\text{ème}}$  antenne de réception du canal retardé.

Pour  $i=0$ ,  $A^0$  est le canal direct.

Pour  $i=1 \dots \dots \dots L$ ,  $A^i$  c'est les canaux retardés.

Les vecteurs de pondérations d'émission et de réception sont définis comme suit :

$$W_t = [W_{t1}, W_{t2}, \dots \dots \dots W_{tM}]^T$$

$$\mathbf{W}_r = [W_{r1}, W_{r2}, \dots \dots W_{rN}]^T$$

La sortie de chaque antenne est combinée linéairement avec le vecteur de pondération :

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{i=0}^L \mathbf{W}_r^H \cdot \mathbf{A}^i \cdot \mathbf{W}_t \cdot s_0(t - i \cdot \Delta\tau) + \mathbf{W}_r^H \cdot \mathbf{n}(t) \quad (\text{V. 3})$$

$s_0(t)$  : Le signal source subdivisé en M branche, qui seront multipliées par le vecteur de pondération d'émission  $\mathbf{W}_t$ .

$\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots \dots n_N]^T$  : Le vecteur du bruit blanc gaussien(AWGN).

Le SNR est définie par l'expression suivante :

$$\eta(\mathbf{W}_t, \mathbf{W}_r) = \frac{\mathbf{W}_r^H \cdot \mathbf{A}^0 \cdot \mathbf{W}_t \cdot \mathbf{W}_t^H \cdot (\mathbf{A}^0)^H \cdot \mathbf{W}_r}{\sum_{i=0}^L \mathbf{W}_r^H \cdot \mathbf{A}^i \cdot \mathbf{W}_t \cdot \mathbf{W}_t^H \cdot (\mathbf{A}^i)^H \cdot \mathbf{W}_r + \gamma \cdot \mathbf{W}_r^H \cdot \mathbf{W}_r} \quad (\text{V. 4})$$

On note :

$$\frac{1}{\gamma} = \frac{p_s}{p_n} : \text{Le rapport de puissance de signal sur bruit, avec } \begin{cases} p_s = \langle |s_0|^2 \rangle \\ p_n = \langle |n_N|^2 \rangle \end{cases} \quad (\text{V.5})$$

Cette équation contient les vecteurs de pondérations d'émission et de réception, on ne peut pas déterminer ces vecteurs de manière analytique. Dans [48] Ils ont proposé une solution pour la détermination des vecteurs optimaux :

➤ **Estimations du vecteur de pondération de réception**

Pour déterminer ce vecteur il faut que le vecteur de pondération d'émission soit donné.

$$\mathbf{W}_r^{(\text{opt})} = \mathbf{R}_{nr}^{-1} \cdot \mathbf{A}^0 \cdot \mathbf{W}_t / \|\mathbf{R}_{nr}^{-1} \cdot \mathbf{A}^0 \cdot \mathbf{W}_t\| \quad (\text{V. 6})$$

➤ **Estimations du vecteur de pondération d'émission**

Pour déterminer ce vecteur il faut que le vecteur de pondération de réception soit donné.

$$\mathbf{W}_t^{(\text{opt})} = \mathbf{R}_{mt}^{-1} \cdot \mathbf{A}^0 \cdot \mathbf{W}_r / \|\mathbf{R}_{mt}^{-1} \cdot (\mathbf{A}^0)^H \cdot \mathbf{W}_r\| \quad (\text{V. 7})$$



Ces deux dernières équations deviennent non linéaires simultanément, un algorithme itérative peut estimer les vecteurs de pondération d'émission et de réception de manière simple pour maximiser le SNR.

L'opération itérative ( $k > 1$ ) est décrite de la manière suivante :

$$\bar{\mathbf{W}}_r(\mathbf{k}) = \mathbf{R}_{nr}^{-1}(\mathbf{k} - 1) \cdot \mathbf{A}^0 \cdot \mathbf{W}_t(\mathbf{k} - 1) \quad (\text{V. 8})$$

Où

$$\mathbf{R}_{nr}(\mathbf{k}) = \sum_{i=1}^L \mathbf{A}^i \cdot \mathbf{W}_t(\mathbf{k}) \cdot \mathbf{W}_t^H(\mathbf{k}) \cdot (\mathbf{A}^i)^H + \gamma \mathbf{I} \quad (\text{V. 9})$$

Ce qui donne :

$$\mathbf{W}_r = \bar{\mathbf{W}}_r(\mathbf{k}) / \|\bar{\mathbf{W}}_r(\mathbf{k})\| \quad (\text{V. 10})$$

$R_{nr}(k - 1)$ : La matrice hermitienne mise à jour, on se basant sur le vecteur de pondération de transmission précédent pour trouver le vecteur de pondération de réception  $\mathbf{W}_r(\mathbf{k})$ .

Le vecteur de pondération de transmission est donné par :

$$\bar{\mathbf{W}}_t(\mathbf{k}) = \mathbf{R}_{mt}^{-1}(\mathbf{k}) \cdot (\mathbf{A}^0)^H \cdot \mathbf{W}_r(\mathbf{k}) \quad (\text{V. 11})$$

Où

$$\mathbf{R}_{mt}(\mathbf{k}) = \sum_{i=1}^L \mathbf{A}^i \cdot \mathbf{W}_r(\mathbf{k}) \cdot \mathbf{W}_r^H(\mathbf{k}) \cdot (\mathbf{A}^i)^H + \gamma \mathbf{I} \quad (\text{V. 12})$$

Dans cette partie on introduit la méthode Beamforming pour un système MIMO pour montrer les performances d'une chaîne de transmission en termes de SNR en fonction du nombre d'itérations associé à la diversité spatiale.

Le système est constitué de M antennes à l'émission et N antennes à la réception dans un canal multi-trajets et bruit blanc gaussien additif.

On trace les résultats de simulation en termes de BER en fonction du SNR. On considère pour toutes les simulations que les coefficients  $a_{ij}$  du canal pour chaque utilisateur sont générés en utilisant un canal de Rayleigh décorrélé et distribué entre 0 et 1. En vue d'appliquer l'algorithme adaptatif, on suppose que le canal soit stationnaire au-dessus de chaque bloc de symboles et diffère de bloc à l'autre. Aussi, on suppose que les données transmises sont connues.

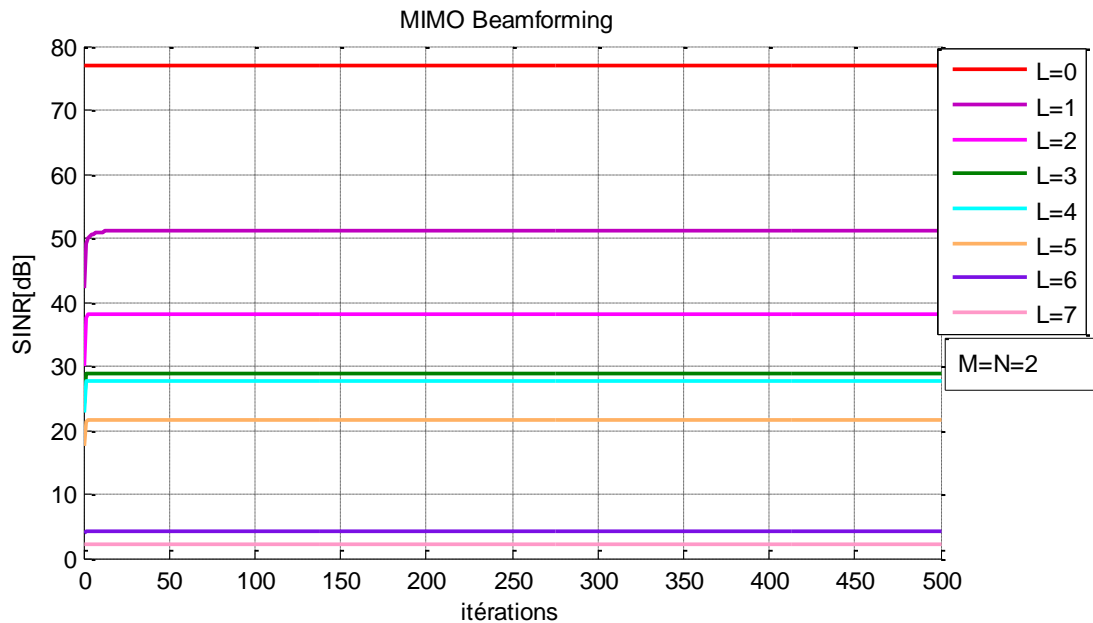
**III.1 Paramètre de simulation :**

- Le signal émis est un signal numérique contenant 100 échantillons ;
- Le canal MIMO contient un canal direct et jusqu'à 7 canaux retardés ;
- Le canal direct est un canal uniforme ;
- Chaque canal retardé est un canal de RAYLEIGH ;
- M et N représentent le nombre d'antennes émettrices et réceptrices respectivement ;
- La connaissance préalable du canal d'information (CSI) au niveau d'émission et de réception ;
- Nous imposons un  $\frac{P_S}{P_N}$  élevé ;  $\frac{P_S}{P_N} = 600dB$ .

**III.2 Maximisation du rapport SINR basant sur l'algorithme itératif**

Dans cette première partie de simulation, nous considérons une chaîne de transmission MIMO, avec un nombre fixe d'antennes en émissions et en réceptions ( $M = N = 2$ ) et nous faisons varier le nombre de trajets ( $L$ ).

La figure (V.8) nous donne l'évolution du SNR en fonction du nombre d'itérations.



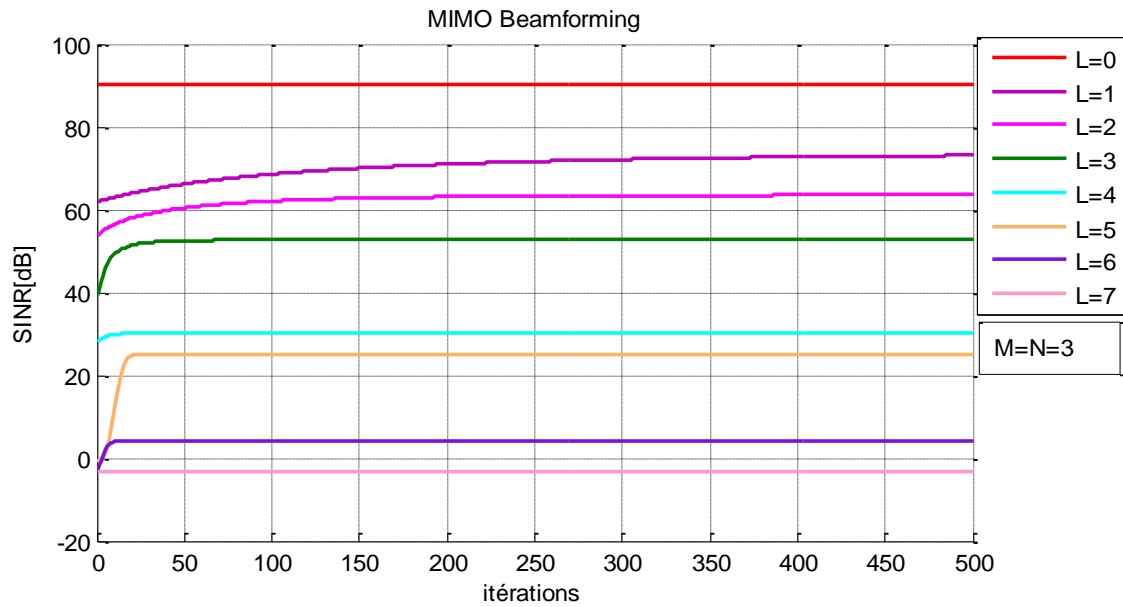
**Figure V.8: Performances du système MIMO adaptatif 2x2.**

Les résultats montrent que les courbes du rapport SINR décroissent avec l'augmentation du nombre des canaux retardés.

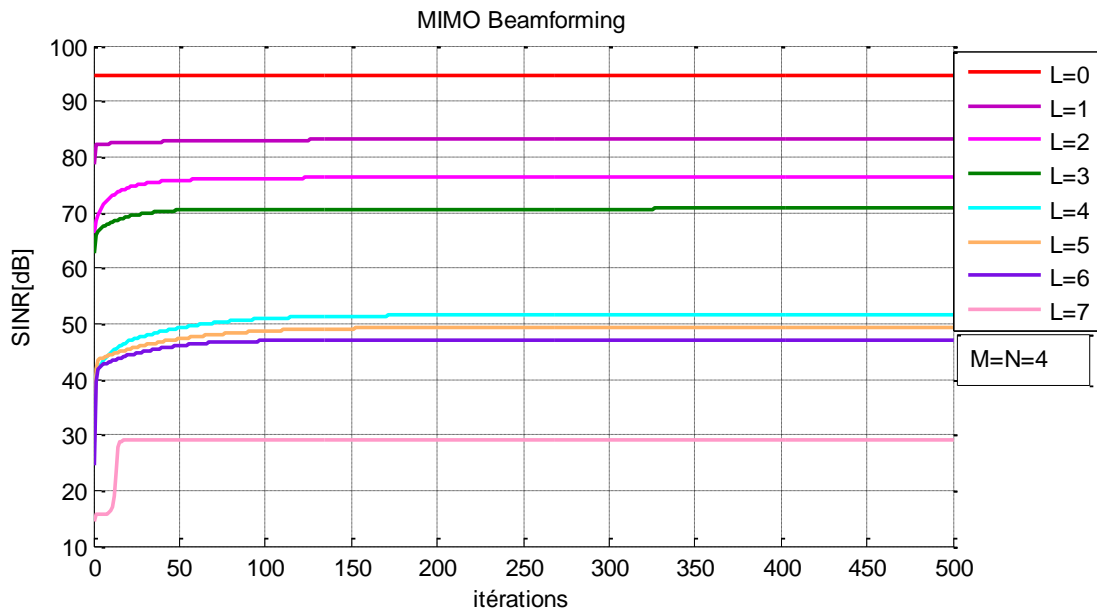
Pour A<sup>0</sup> canal direct le SNR est de 80 dB.

Mais pour 7 canaux retardés le SNR est inférieur à 10 dB.

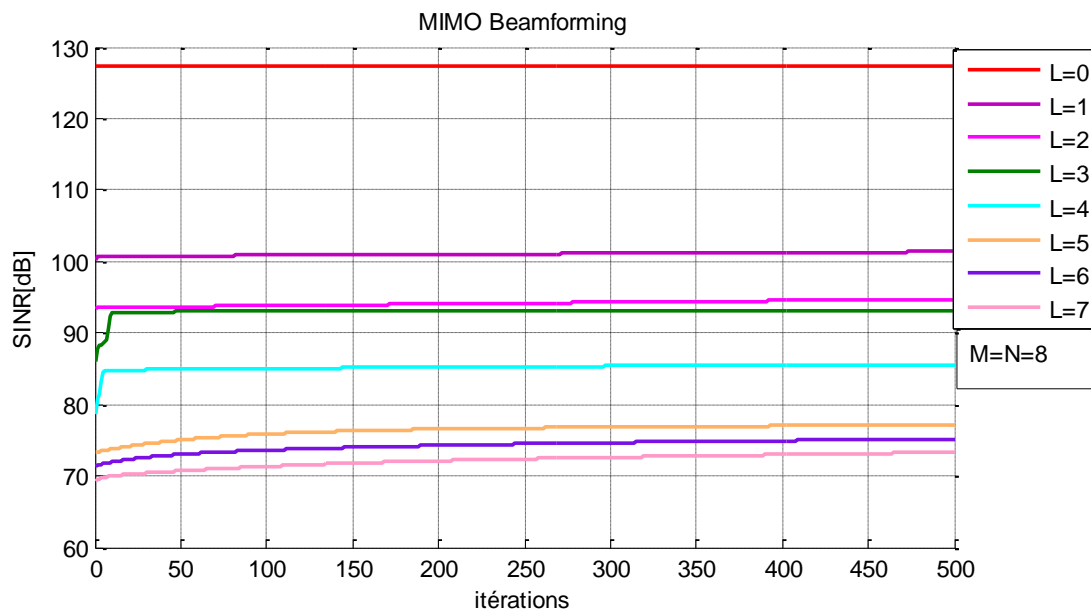
- la partie suivante de cette simulation s'intéresse à l'étude de l'association de la diversité spatiale pour maximiser le rapport signal sur bruit pour un système MIMO 3x3, 4x4 et 8x8.



***Figure V.9: Performances du système MIMO adaptatif 3x3.***



***Figure V.10: Performances du système MIMO adaptatif 4x4.***



***Figure V.11: Performances du système MIMO adaptatif 8x8.***

Deux antennes à l'émission et à la réception ne sont pas suffisantes pour combattre les interférences et les trajets retardés, cependant l'augmentation du nombre d'antennes à l'émission et à la réception a donné des résultats plus favorables malgré le nombre important de canaux retardés :

- pour  $M=N=4$  :

Pour le canal direct, le SNR est de 95 dB.

Mais pour 7 canaux retardés le SNR est de 30 dB.

- pour  $M=N=8$  :

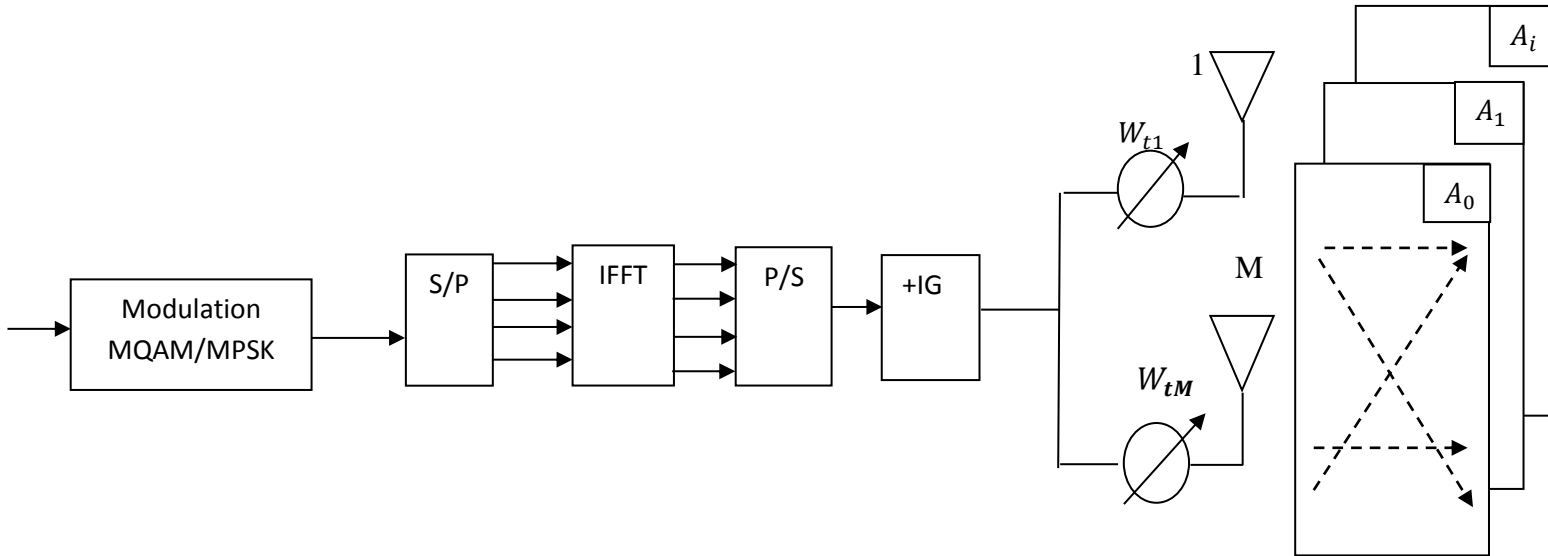
Pour le canal direct, le SNR est supérieur à 120 dB.

Mais pour 7 canaux retardés le SNR est de 75 dB.

### **IV MIMO Beamforming associé aux modulations multi-porteuses OFDM :**

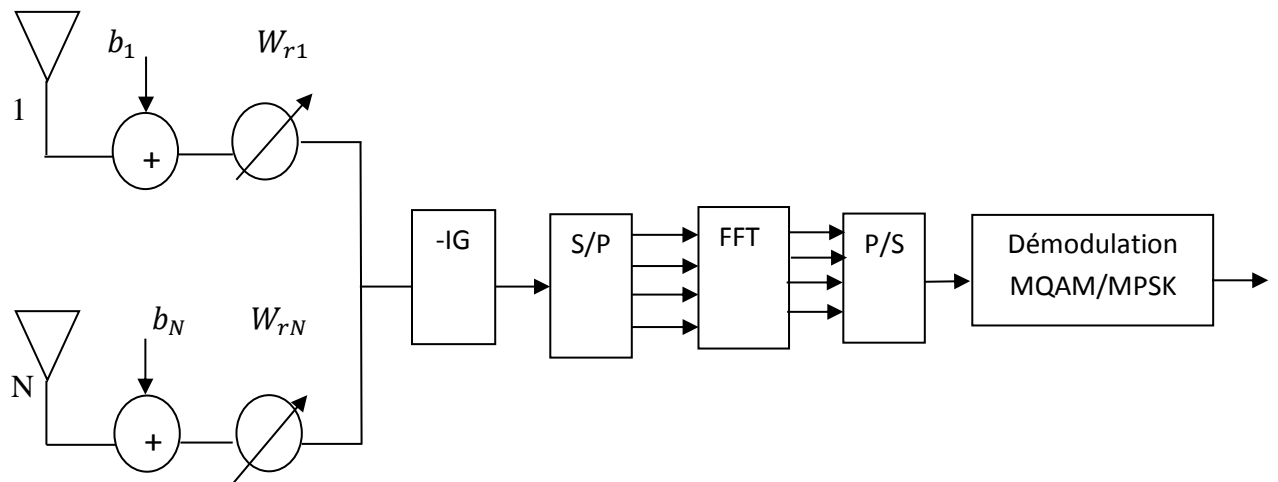
Les techniques **MIMO adaptatives** permettent d'améliorer les performances en offrant une meilleure efficacité spectrale et en réduisant la probabilité d'erreurs, La combinaison de l'OFDM avec le système MIMO adaptatif ouvre la porte vers des communications hautes débits.

**IV.1 Principe de l'association MIMO-OFDM**



**Figure V.12 : bloc d'émission MIMO-OFDM.**

La figure (V.12) représente le bloc d'émission MIMO-MC-OFDM sont modulé en QAM puis convertie en  $N_c$  symboles parallèles, en suite une transformée de Fourier inverse est appliquée à chaque symbole. Afin de lutter contre l'effet de trajets multiples, un préfixe cyclique est ajouté au symbole OFDM après une conversion parallèle-série, le préfix cyclique maintient l'orthogonalité entre les sous-porteuses dans un canal multi trajets. Chaque symbole de donnés est ensuite transmis par un système MIMO avec M antennes à l'émission et N antennes à la réception.



**Figure V.13 : bloc de réception MIMO-OFDM.**

Au niveau de la réception Le signal reçu est converti en série parallèle après la suppression de l'intervalle de garde à partir des symboles reçus. Le signal résultant sera

démodulé en OFDM avec l'opération FFT en le transformant en domaine fréquentielle. Finalement, nous appliquant la démodulation QAM pour obtenir le signal désiré.

#### **IV.2 Etude de système MIMO-OFDM**

Cette section représente les résultats simulés du système MIMO-OFDM avec l'application des antennes intelligentes basés sur l'algorithme itératif à maximisation du rapport signal sur bruit.

Un générateur pseudo aléatoire génère les symboles des N utilisateurs. Ces symboles seront transmis par l'émetteur MIMO-OFDM dans un canal multi-trajets et bruit blanc gaussien additif (AWGN).

A la réception, le processus de détection est réalisé pour pouvoir estimer les symboles transmis, on compare les symboles reçus et les symboles transmis afin de déterminer la probabilité d'erreur BER, où :

$$\mathbf{BER} = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre de bits transmis}} \quad (\mathbf{V.13})$$

#### **IV.3 Paramètres de simulation**

Le système OFDM transmis un signal à 192 symboles divisé sur 3 trames. La longueur d'un symbole OFDM est fixée à 64 sous porteuses. L'intervalle de garde est fixé par une longueur égale à 16 sous porteuses, c'est-à-dire le 1/4 de la longueur de chaque symbole. Donc la longueur du signal à la sortie est égale à 80 sous porteuses. Le type de modulateur utilisé est le QAM et le PSK.

On trace les résultats de simulation en termes de BER par rapport au SNR. On considère pour toutes les simulations que les coefficients  $a_{ij}$  du canal pour chaque utilisateur sont générés en utilisant un canal de Rayleigh décorrélé et distribué entre 0 et 1.

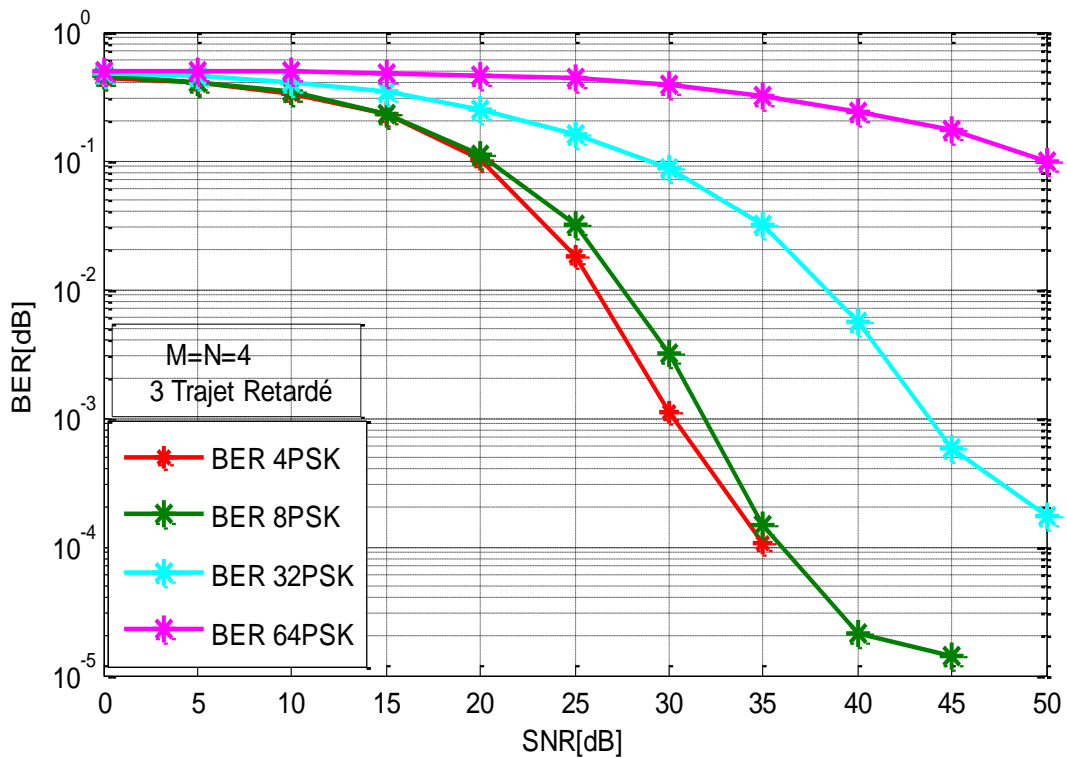
Les antennes intelligentes utilisées pour le système MIMO sont constitués de quatre antennes à l'émission et à la réception espacées de  $\lambda/2$ , le vecteur de pondération de transmission initial est employé pour calculer les pondérations optimales à la réception et à l'émission  $W_R$  et  $W_T$  alternativement.

La mise à jour de  $W_T$  est utilisée dans l'émetteur comme un vecteur de pondération fixe et la mise à jour de  $W_R$  est utilisée dans le récepteur pour détecter le signal reçu au niveau du récepteur.

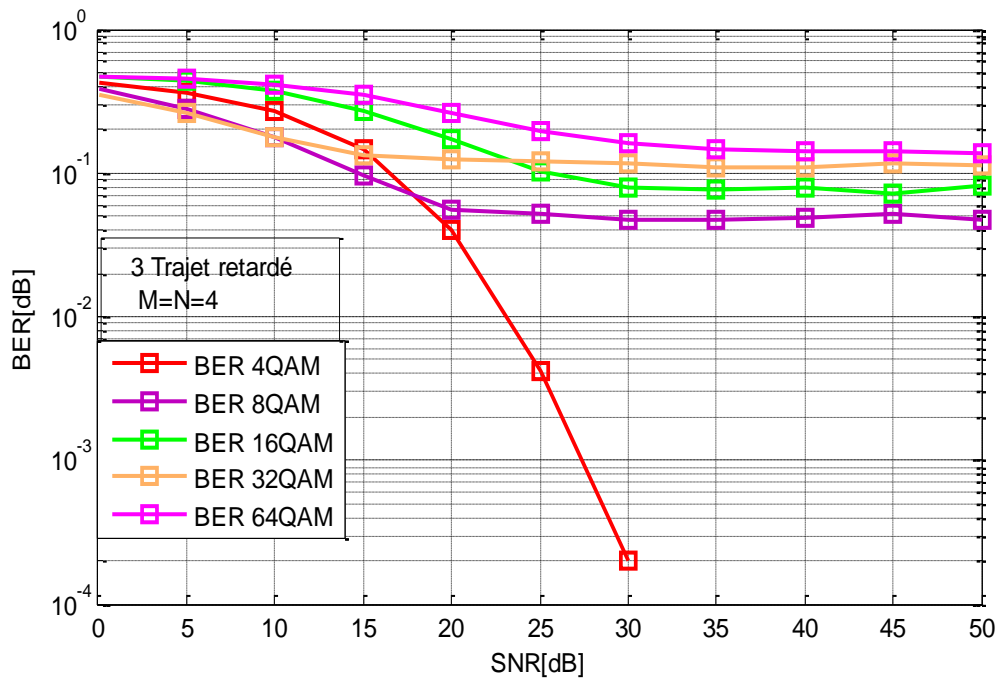
Bien que les vecteurs de pondération à la réception soient calculés sur la base d'un algorithme itérative qui maximise le rapport signal sur bruit pour surmonter les interférences.

***IV.4 Etude des performances du système MIMO adaptatif avec les modulations M-OAM et M-PSK***

Dans la partie précédente nous avons montré que les meilleures performances sont obtenues pour les modulations numériques d'ordre  $M=4$ , dans cette section on s'intéresse à l'étude des performances de chaque modulation numérique QAM et PSK. On fixe pour cette simulation le nombre d'antenne ( $M=N=4$ ) et le nombre de trajet retardés un canal direct  $A^0$  et 3 trajet retardés  $A^1, A^2, A^3$ .



***Figure V.14: le BER pour la modulation numérique PSK.***



**Figure V.15: le BER pour la modulation numérique QAM.**

D'après les résultats présentés dans la figure (V.14) et la figure (V.15) nous remarquons que pour :

- M=4

Le BER est de  $10^{-4}$  dans le SNR est de 35dB pour la modulation PSK.

Le BER est inférieur à  $10^{-3}$  dans le SNR est de 30dB pour la modulation QAM.

- M=8

Le BER est de  $10^{-5}$  dans le SNR est de 45dB pour la modulation PSK.

Le BER est inférieur à  $10^{-1}$  dans le SNR est de 50dB pour la modulation QAM.

- M=32

Le BER est inférieur à  $10^{-3}$  dans le SNR est de 50dB pour la modulation PSK.

Le BER est de  $10^{-1}$  dans le SNR est de 50dB pour la modulation QAM.

Nous constatons que les meilleurs résultats sont obtenus par la modulation PSK en termes de BER, alors on choisit pour toutes les simulations suivantes la modulation 4-PSK comme un permettre de simulation.

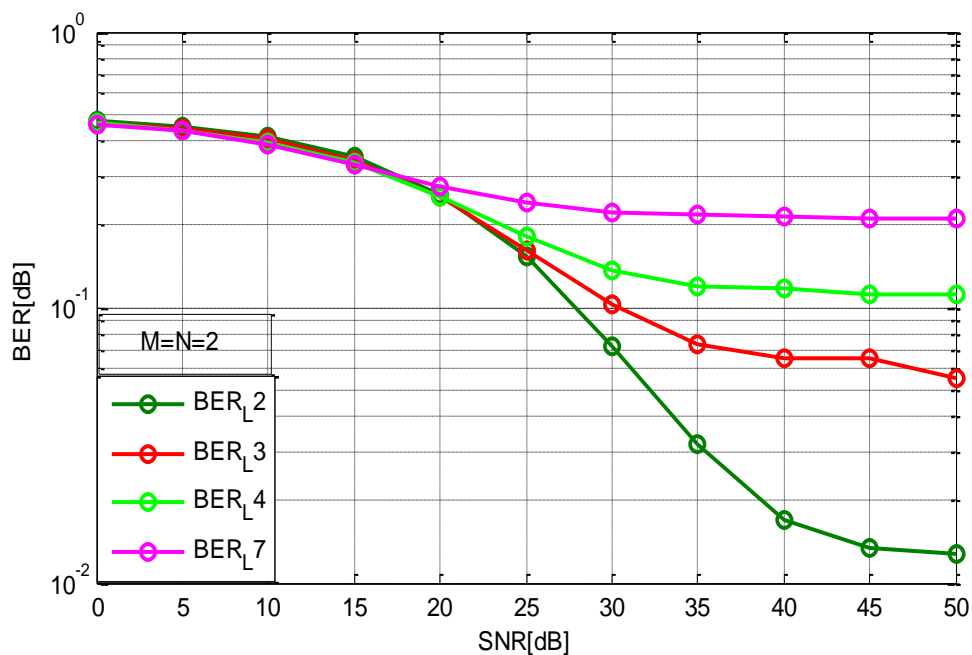


**IV.5 Influence du nombre de trajets sur les performances du système :**

Pour étudier l'influence de trajets sur les performances de système nous considérons le système MIMO-OFDM dans un canal radio-mobile. Nous fixons chaque fois le nombre d'antennes et on fait varier le nombre de trajets.

Les performances du système ont généralement exprimées en termes de Taux Erreur Binaire (*TEB*) en fonction du Rapport Signal sur Bruit (SNR).

**IV.5.1 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour  $M=N=2 \times 2$  :**



**Figure V.16 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM /  $M=N=2 \times 2$ .**

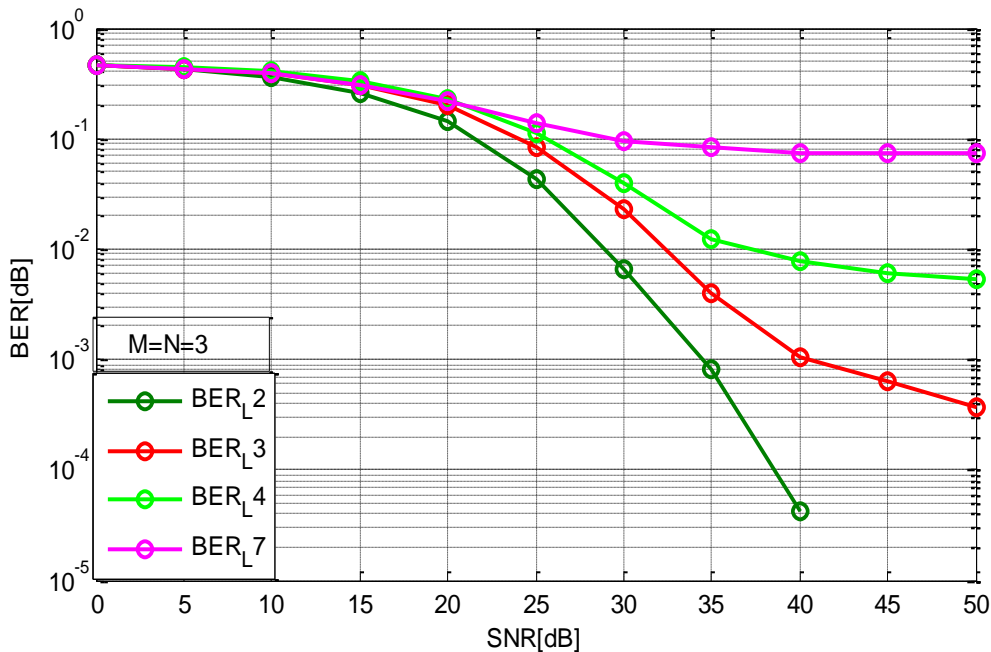
Les résultats présentés sur la figure (V.16) montre que le BER pour un canal direct  $A^0$  et deux canaux retardés  $A^1$  et  $A^2$  ou un canal direct  $A^0$  et trois canaux retardés  $A^1, A^2$  et  $A^3$  est inférieur à  $10^{-1}$  pour un SNR de 50 dB.

Cependant le taux d'erreurs pour un canal direct  $A^0$  et quatre canaux retardés  $A^1, A^2, A^3$  et  $A^4$  ou un canal direct  $A^0$  et sept canaux retardés de  $A^1$  jusqu'à  $A^7$  est supérieur à  $10^{-1}$ , ce qui permet de dire que le signal reçu est affecté par les perturbations principales : le BBGA et l'évanouissement du canal.

Un système avec deux éléments d'antennes n'est pas suffisant pour combattre le bruit et l'évanouissement du canal.

**IV.5.2 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour  $M=N=3 \times 3$  :**

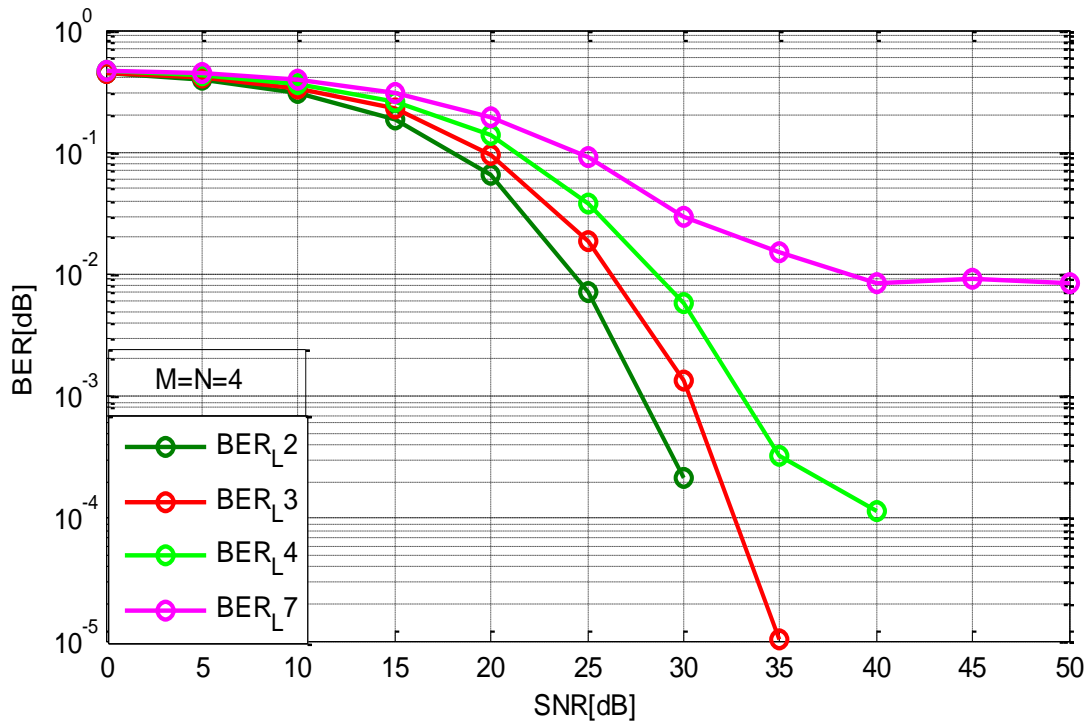
Pour améliorer les performances de système, nous avons pensé à augmenter la diversité spatiale en émission et en réception, nous proposons un système MIMO de  $3 \times 3$ ,  $4 \times 4$ ,  $8 \times 8$ .



**Figure V.17 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM /  $M=N=3 \times 3$ .**

Le taux d'erreur de ce système ( $M=N=3$ ) pour un canal direct  $A^0$  et trois canaux retardés est inférieur à  $10^{-3}$  pour un SNR de 40 dB, cependant le BER pour un canal direct  $A^0$  et sept canaux retardés de  $A^1$  jusqu'à  $A^7$  est inférieur à  $10^{-1}$  pour un SNR de 50 dB, ce qui montre bien l'utilité de l'augmentation du nombre d'antennes à l'émission et à la réception.

**IV.5.3 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour  $M=N=4 \times 4$  :**



**Figure V.18 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM /  $M=N=4 \times 4$ .**

La maximisation du rapport signal sur bruit avec l'augmentation de la diversité spatiale ( $4 \times 4$ ) a donné des résultats plus performants malgré le nombre important de canaux retardés en termes de BER :

Le BER pour deux canaux retardés est inférieurs à  $10^{-3}$  pour un SNR de 30dB.

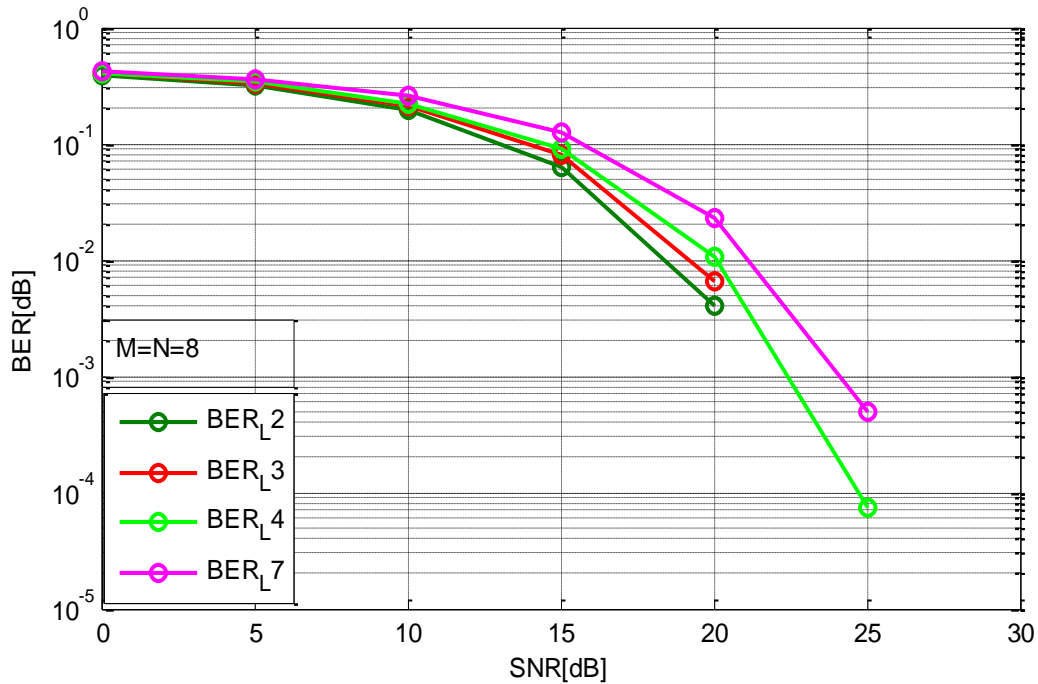
Le BER pour trois canaux retardés est de  $10^{-5}$  pour un SNR de 35dB.

Le BER pour quatre canaux retardés est de  $10^{-4}$  pour un SNR de 40dB.

Le BER pour sept canaux retardés est de  $10^{-2}$  pour un SNR de 50dB.

Nous constatons que l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit dans une chaîne MIMO  $4 \times 4$  avec un canal direct  $A^{(0)}$  et jusqu'à cinq canaux retardés, au niveau d'émission et de réception, a donné des solutions optimales.

**IV.5.4 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour  $M=N=8 \times 8$  :**



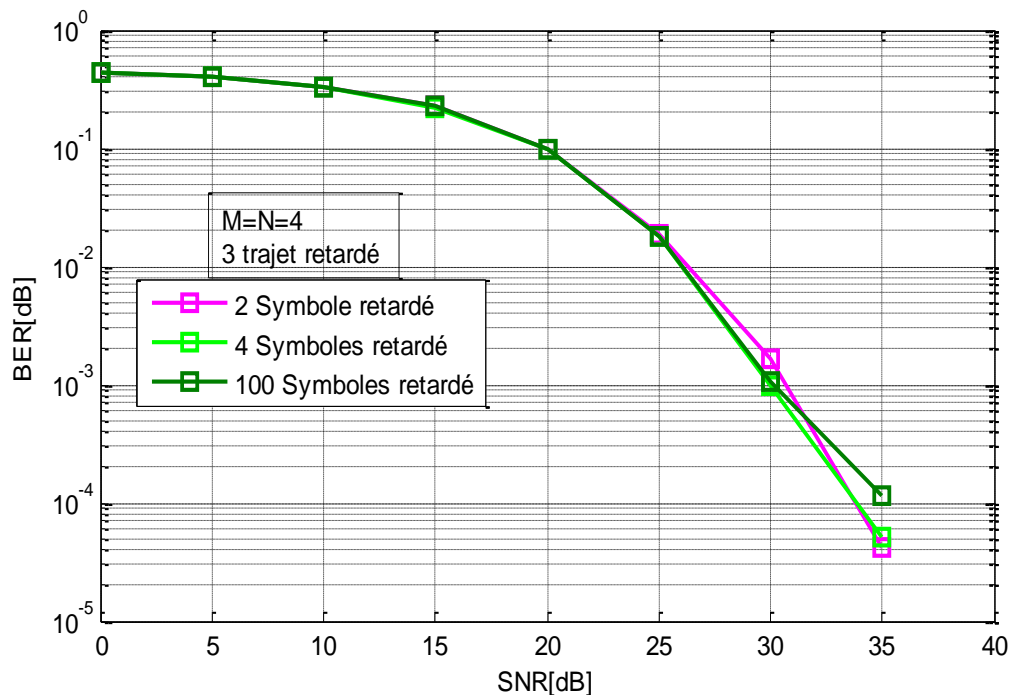
**Figure V.19 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM /  $M=N=8 \times 8$ .**

Le taux d'erreur pour le système MIMO adaptatif ( $8 \times 8$ ) associé au OFDM pour un canal direct  $A^0$  et sept canaux retardés de  $A^1$  jusqu'à  $A^7$  est inférieur à  $10^{-3}$  pour un SNR de 25dB.

Ce qui montre que l'utilisation d'un ordre de diversité important et l'intégration de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences, permet d'améliorer d'une façon très importante les performances d'un tel système, et de lutter contre les distorsions et les brouilleurs subissent par le signal lors de la transmission.

**IV.6 Influence du nombre du symbole affecté par les retards sur le système MIMO-OFDM :**

Dans cette partie nous étudierons l'influence du nombre de symboles affectés par le retard sur les performances du système MIMO-OFDM pour montrer l'avantage de l'intervalle de garde pour la modulation multi-porteuses OFDM, Pour cela nous considérons un système MIMO-OFDM ( $M=N=4$ ) dans un environnement radio-mobile à 3 trajets retardés. Avec le nombre de symboles affectés par le retard sur chaque trajet est égal à 2, 4 et 100 respectivement.



**Figure V.20 : l'influence des symboles retardés.**

Les résultats présentés sur la figure (V.20) nous permet de constater que les différents nombre de symboles retardés n'influence pas sur le système en terme de BER car dans la technique OFDM on insère pour chaque symbole un intervalle de garde pour éliminer les interférences inter symboles et en réduisant la probabilité d'erreurs a la réception.

## **V Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons étudié un système **MIMO adaptatif associé à la modulation multi-porteuse OFDM** pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences au niveau d'émission et de réception.

Les résultats de la première partie, confirment que les techniques multi-porteuses OFDM permettent d'un coté de lutter contre les perturbations qu'entraînent ces canaux et l'éliminer les interférences entre symboles pour un système plus performants.

Les résultats de la deuxième partie montrent que les performances d'un système **MIMO adaptatif** avec l'intégration de la diversité spatiale en termes de SNR croit proportionnellement avec l'ordre de diversité.

Les résultats de la troisième partie montrent que l'association **MIMO adaptatif-OFDM** permet d'obtenir de meilleures qualités du signal à la réception en éliminant la sélectivité du canal et en réduisant le phénomène d'interférence entre symboles et plus l'ordre de diversité augmente plus le taux d'erreurs diminue et plus le signal à la réception soit optimal.

## *Conclusion Générale*

L'évolution observée des systèmes de radiocommunications mène au constat de la nécessité de la recherche de nouvelles solutions résistantes à la mobilité, aux interférences et aux multi-trajets présents pendant la transmission. La continuité de service est primordiale, cependant le canal évolue dans le temps et ses caractéristiques sont dépendantes des fluctuations de l'environnement. Pour éviter des dégradations des performances dues au caractère dynamique du canal, il est nécessaire d'utiliser des techniques adaptatives en émission et en réception. Plus l'évolution du canal est rapide plus le système doit pouvoir s'adapter en conséquence.

Nous avons considéré dans cette étude la combinaison des systèmes MIMO avec les techniques adaptatives (algorithmes itératifs pour maximiser le rapport signal sur bruit) afin d'améliorer les performances des systèmes multi-antennes dans des environnements complexes.

Le **chapitre 1** a permis de définir le cadre et les contraintes qui constituent les bases de notre étude. Afin de proposer une solution pertinente vis-à-vis de ces contraintes, il convient notamment d'étudier les perturbations introduites par le canal radio mobile de propagation. En effet, la connaissance du comportement et des caractéristiques du canal est indispensable à la bonne adaptation du signal émis et au dimensionnement approprié du système associé. La plupart des systèmes de télécommunications mobiles établissent le lien entre émetteur et récepteur sans que chacun des deux ne connaisse rien de la position de l'autre.

Dans ces conditions chaque système, lorsqu'il est en position d'émetteur, doit engendrer un rayonnement électromagnétique omnidirectionnel pour avoir l'assurance d'une transmission correcte des données vers le récepteur.

Dans le **chapitre 2** nous avons introduit le principe de la techniques OFDM et la manière dont le signal OFDM est modulé (démodulé) puis émis (reçus) ainsi nous avons présenté les différentes architectures d'émetteur/récepteur permettant d'effectuer l'opération de transposition de fréquence et enfin les avantages et les inconvénients de l'OFDM .

Le but de cette technique OFDM est d'augmenter le débit et minimiser les interférences entre symboles.

L'objectif visé dans le **chapitre 3** était de montrer l'importance des antennes intelligentes. On désigne par antenne intelligente une antenne qui est associée à un dispositif complet permettant la détection de l'angle d'arrivée et la formation du diagramme de rayonnement en direction du récepteur.

Une antenne intelligente permet une économie d'énergie très importante puisqu'elle focalise l'énergie électromagnétique dans la direction du récepteur. Elle contribue de cette manière au développement durable et limite la pollution électromagnétique omniprésente dans notre environnement.

Dans le **chapitre 4**, nous avons présenté les différentes architectures MIMO en définissant leurs capacités, les codes espace-temps (en treillis, en blocs orthogonaux et non orthogonaux) et les systèmes basés sur le multiplexage spatial ont été étudiés.

Nous avons aussi détaillé les récepteurs envisageables pour ce type de transmission, qu'ils soient linéaire ou non. Si le récepteur basé le maximum de vraisemblance, malgré une complexité croissante avec le nombre d'antennes et la taille de la constellation, conserve un grand intérêt grâce à ses excellentes performances, le récepteur basé sur le forçage à zéro est le plus simple à mettre en œuvre, ses performances sont faibles pour être satisfaisantes.

Enfin nous nous sommes attardés sur le récepteur basé sur l'erreur quadratique moyenne, qui offre des perspectives plus intéressantes.

A l'heure actuelle, les systèmes de communications ne sont pas correctement exploités par la composante spatiale de la station radio mobile. Les systèmes de communications mobiles émettent et reçoivent des signaux sans ou avec un faibles gain d'antennes.

Le but recherché dans le **chapitre 5** était de mettre au point des algorithmes adaptatifs sous un environnement **MATLAB**, afin d'optimiser l'exploitation des potentialités du système à l'émission et à la réception. Nous disposons donc de tels algorithmes pour améliorer les performances du système de transmission sans fil.

Le système **MIMO adaptatif** permet de maximiser le rapport **SINR** à la réception, en se basant sur l'algorithme itératif, ce qui garantit une robustesse du lien de transmission. Les performances d'un tel système avec l'intégration de la diversité spatiale augmentent plus rapidement pour des SNR faibles et permet d'avoir un signal optimal au niveau de la réception. Notons que l'efficacité de cet algorithme croit proportionnellement avec l'ordre de diversité.

L'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences proposé dans cette étude peut être assimilé avec plusieurs types de modulations numériques et que les meilleurs résultats en termes du BER sont pour les modulations numériques d'ordre inférieur.



Annexe A

## Algorithmes adaptatifs

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles. Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle. Les algorithmes utilisés sont:

### a. Le LMS: Algorithme du gradient stochastique :

L'algorithme LMS est sans doute le plus commun et de nombreux travaux y font référence. Il est basé sur la méthode du gradient qui calcule et remet à jour les pondérations de façon récursive. On montre que l'erreur est une forme quadratique des pondérations et intuitivement, la solution optimale est obtenue en corrigeant pas à pas le vecteur de pondération dans la direction du minimum. Les pondérations optimales au temps  $n+1$  sont calculées selon la relation de récurrence suivante :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{1}{2} \cdot \mu [-\nabla(\mathbf{E}\{\mathcal{E}^2(n)\})] \quad (\text{A.1})$$

Ou

$$\mathbf{E}\{\mathcal{E}^2(\mathbf{t})\} = -2 \cdot \mathbf{r}_{xd} + 2 \cdot \mathbf{r}_{xx} \cdot \mathbf{w} \quad (\text{A.2})$$

Ce qui revient à écrire :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu [\mathbf{r}_{xd} - \mathbf{R}_{xx} \cdot \mathbf{w}(n)] \quad (\text{A.3})$$

$\mu$ : le gain constant, control le taux d'adaptation.

En pratique, la valeur exacte du gradient ne peut être déterminée du fait que les matrices  $r_{xd}$  et  $R_{xx}$  ne sont pas elles-mêmes connues. L'une des solutions consiste à utiliser leurs estimations instantanées qui sont respectivement définies par :

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(n) = \mathbf{x}(n) \cdot \mathbf{x}^H(n) \quad (\text{A.4})$$

$$\hat{\mathbf{r}}_{xd}(n) = \mathbf{d}^*(n) \cdot \mathbf{x}(n) \quad (\text{A.5})$$

Le LMS est un algorithme adaptatif nécessitant la connaissance du signal désiré, qui met à jour les pondérations au rythme de l'échantillonnage des données de telle sorte que la séquence converge vers la solution optimale. Le principal avantage du LMS est sa simplicité et ses performances acceptables dans beaucoup d'application. En termes de convergence, il est cependant médiocre.

**b. Le DMI : Inversion directe de la matrice de convergence :**

L'une des solutions pour augmenter la vitesse de convergence est d'inverser directement la matrice de covariance  $R_{xx}$ , les signaux utiles et interférents n'étant pas a priori connus, les matrices  $R_{xx}$  et  $r_{xd}$  sont estimées dans un intervalle de temps fini :

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=N_1}^{N_2} \mathbf{x}(i) \cdot \mathbf{x}^H(i) \quad (\text{A. 6})$$

Et

$$\hat{r}_{xd} = \sum_{i=N_1}^{N_2} \mathbf{d}^*(i) \cdot \mathbf{x}(i) \quad (\text{A. 7})$$

Les performances du DMI en termes de convergence sont supérieures à celles du LMS, mais cette méthode demande un calcul plus complexe. L'algorithme de DMI exige également un signal de référence.

**c. Le RLS : Algorithme des moindres carrés récursifs :**

La méthode RLS estime  $R_{xx}$  et  $r_{xd}$  en utilisant une somme pondérée :

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} \cdot \mathbf{x}(i) \cdot \mathbf{x}^H(i) \quad (\text{A.8})$$

$$\hat{r}_{xd} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} \cdot \mathbf{d}^* \cdot \mathbf{x}(i) \cdot \mathbf{x}(i) \quad (\text{A.9})$$

Le facteur d'oubli,  $0 < \gamma < 1$ , permet de donner plus d'importance aux échantillons les plus récents tandis que les échantillons plus lointains dans le temps sont oubliés. L'intérêt d'introduire le paramètre  $\gamma$  est de permettre au processeur de suivre les variations statistiques des signaux reçus.

En développant les expressions précédentes, nous obtenons les relations de récurrence :

$$\hat{R}_{xx}(n) = \gamma \cdot \hat{R}_{xx}(n-1) + \mathbf{x}(n) \cdot \mathbf{x}^H(n) \quad (\text{A. 10})$$

$$\hat{r}_{xd}(n) = \gamma \cdot \hat{r}_{xd}(n-1) + \mathbf{d}^*(n) \cdot \mathbf{x}(n) \quad (\text{A. 11})$$

Il reste maintenant à déterminer l'inverse de la matrice de covariance que l'on obtient par la relation de récurrence :

$$\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n) = \gamma^{-1} [\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) - \mathbf{q}(n) \cdot r_{xd} \cdot \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1)] \quad (\text{A. 12})$$

Où le facteur  $q$  est donné par :

$$\mathbf{q}(n) = \frac{\gamma^{-1} \cdot \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \cdot \mathbf{x}(n)}{\mathbf{1} + \gamma^{-1} \cdot \mathbf{x}^H \cdot \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \cdot \mathbf{x}(n)} \quad (\text{A. 13})$$

Finalement, les pondérations sont remises à jour :

$$\hat{\mathbf{w}}(n) = \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{q}(n) \cdot [\mathbf{d}^*(n) - \hat{\mathbf{w}}^H(n-1) \cdot \mathbf{x}(n)] \quad (\text{A. 14})$$

L'algorithme RLS converge plus rapidement que l'algorithme LMS au thème d'ordre de grandeur si le rapport SINR est grand. Il exige une première estimation du  $\mathbf{R}_{xx}^{-1}$  et un signal de référence.

#### **d. Le CMA : Algorithme à module constant :**

L'algorithme à module constant est un algorithme adaptatif sans visibilité proposé par **GODARA**, par **TREICHLER** et **AGEE**. Il n'exige aucune connaissance précédente du signal désiré. En forçant le signal reçu pour avoir une amplitude constante, CMA récupère le signal désiré.

L'équation de mise à jour du vecteur pondéral est donné par :

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) - \mu \cdot \mathbf{x}(n) \cdot \boldsymbol{\varepsilon}^*(n) \quad (\text{A. 15})$$

Et

$$\boldsymbol{\varepsilon}(n) = [1 - |\mathbf{y}(n)|^2] \cdot \mathbf{y}(n) \cdot \mathbf{x}(n) \quad (\text{A. 16})$$

Quand l'algorithme de CMA converge, il converge vers une solution optimale, mais la convergence de cet algorithme n'est pas garantie parce que la fonction «  $\varepsilon$  » n'est pas convexe et peut avoir des faux minima. Un autre problème potentiel est que s'il y a plus d'un signal fort, l'algorithme peut acquérir un signal peu désiré. Ce problème peut être surmonté si les informations additionnelles sur le signal désiré sont disponibles.

#### **e. L'AG : Algorithme génétique :**

L'algorithme génétique est une méthode itérative dont le principe est basé sur la compréhension des mécanismes de la sélection naturelle et de l'évolution des espèces.

Le concept **Darwinien** de survie des individus les mieux adaptés a d'abord été introduits par **John HOLLAND** au milieu des années 1970 dans le domaine de l'optimisation, puis étendu à l'optimisation fonctionnelle par **DE JONG**.

Selon **LERMAN** et **NGOUNET** (1995) un algorithme génétique est défini par :

- ❖ Individu/chromosome/séquence : une solution potentielle du problème ;
- ❖ Population : un ensemble de chromosomes ou de points de l'espace de recherche ;
- ❖ Environnement : l'espace de recherche ;
- ❖ Fonction de fitness : la fonction - positive - que nous cherchons à maximiser.

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation stochastique dont le but est d'optimiser la fonction de fitness. Elles travaillent sur une population de points appelés chromosomes est distribuée dans la totalité de l'espace de recherche .Un chromosome est constitué de paramètres à optimiser, codés en binaire et mis bout à bout. L'objectif est de rechercher la combinaison optimale de ces paramètres, donnant lieu à la meilleure valeur d'évaluation.

A chaque itération est créé une nouvelle population composée de chromosomes mieux adaptés à l'environnement tels qu'ils sont représentés par la fonction de fitness .Au cours de l'évolution, les individus vont tendre vers un optimum.

Les AGs sont alors basés sur les phases suivantes :

- **Initialisation.** Une population initiale de N chromosomes est tirée aléatoirement.
- **Évaluation.** Chaque chromosome est décodé, puis évalué ;
- **Sélection.** Création d'une nouvelle population de N chromosomes par l'utilisation d'une méthode de sélection appropriée ;
- **Reproduction.** Possibilité de croisement et mutation au sein de la nouvelle population ;
- **Retour** à la phase d'évaluation jusqu'à l'arrêt de l'algorithme.

Le nombre de générations que l'on souhaite exécuter peut être fixe a priori. C'est ce que l'on est tente de faire lorsque l'on doit trouver une solution dans un temps limite. L'algorithme peut être arrêté lorsque la population n'évolue plus ou plus suffisamment rapidement.

L'utilisation de l'AG dans différents champs d'étude a démontré son efficacité. En effet, il s'est révélé simple dans sa mise en oeuvre mais puissant dans ses performances relatives à d'autre méthodes.

Pour résumer, LERMAN et NGOUENET (1995) distinguent 4 principaux points qui font la différence fondamentale entre ces algorithmes et les autres méthodes :

1. Les algorithmes génétiques utilisent un codage des paramètres, et non les paramètres eux-mêmes.
2. Les algorithmes génétiques travaillent sur une population de points, au lieu d'un point unique.

3. Les algorithmes génétiques n'utilisent que les valeurs de la fonction étudiée, pas sa dérivée, ou une autre connaissance auxiliaire.
4. Les algorithmes génétiques utilisent des règles de transition probabilistes, et non déterministes.

- [1]: ladhem bouchra/mahdad latifa « *Etude des performances d'un système multi-antennes MIMO en exploitant la diversité spatiale* » may 2013.universite ABOU BAKR BELKAID – TLEMCEN.
- [2]: ferouani souhila « *étude et implémentation d'un système MIMO dans un contexte OFDM* », 2010, université ABOU BAKR BELKAID – TLEMCEN.
- [3]: Pascal Djiknavorian « *MIMO pour les nuls* », Janvier 2006, Laboratoire de Radio télécommunications et de Traitement du Signal, université Laval.
- [4] : « *caractérisation, modélisation, simulation et capacité du canal de transmission* », journées scientifiques 'propagation et télédétection.
- [5] : Jean François pardonche « *système de transmission sans fil multi-émetteur, multi-récepteur pour des applications transports. Etude des modèles de canal de propagation* »,13 février 2004, université des sciences et technologie de Lille.
- [6]: Helmi BEN HNIA, Abdennaceur KACHOURI, Ossama BEN BELGHITH, Lotfi KAMOUN, « *Etude des performances de la modulation OFDM pour l'utilisation dans les systèmes de communication sans fils de la 4G* » *Laboratoire d'Electronique et des Technologies de l'information (L.E.T.I) Ecole nationale d'Ingénieurs de Sfax, March 15-20, 2004 – TUNISIA*
- [7] : James Veilleux, « *MODULATION ADAPTATIVE MULTIPORTEUSES ÉTUDE ET IMPLANTATION MATÉRIELLE* », FACULTE DES SCIENCES ET DE GENIE UNIVERSITÉ LAVAL QUÉBEC, NOVEMBRE 2006
- [8] : HO Anh Tai, « *Application des technique Multi porteuses de type OFDM pour les futurs systèmes de télécommunication par satellite* », DOCTORAT DE L'UNIVERSITE de TOULOUSE, le : 30 Mars 2009.
- [9]: A. EL ZOOGHBY, « *Smart antenna engineering* ». Edition ARTECH HOUSE, Boston- London, 2005.
- [10]: B. AGEE, « *Blind separation and capture of communication signals using a multi target Constant Modulus Beamformer* ». IEEE Military Communications Conference, pp. 340-346, 1989.
- [11] : B. AICI & M. BENAMMER, « *Synthèse de réseaux d'antennes imprimées par l'algorithme génétique* ». Projet de fin d'études, université Abou-Bekr Belkaid, novembre 1999.
- [12]: B. PATTAN & P. HALLSD, « *Robust modulation methods and smart antennas in wireless communications*». Prentice Hall PTR, august 1999.
- [13]: B. WIDROW, P.E. MANTHEY, L. J. GRIFFITHS & P. B. GOODE, « *Adaptive antennas systems* ». Proc. IEEE, vol. 55, pp. 2143-2158, 1967.
- [14]: C. G. GÜNTHER, J. E. PADGETT & T. HATTORI, « *Overview of wireless personal communications* ». IEEE Communications Magazine, Vol.33, pp. 28-41, 1995.

- [15] : Ch. DALL'OMO, « *Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de matrices de butler* ». Thèse doctorat, université de Limoges, novembre 2003.
- [16]: D. NOWICKI & J. ROULELIOTIS, « *Smart antenna strategies* ». Mobile Communications International, pp.53-56, April 1995.
- [17] : E. BURACCHINI, F. MURATORE, V. PALESTINI & M. SINIBALIDI, « *Performance analysis of a mobile system based on combined SDMA/CDMA access technique* ». Proceedings of the International Symposium on Spread Spectrum, pp. 370-374, Hanover (Germany), September 1996.
- [18]: I. STEVANOVIĆ, A. SKRIVERVIK & J. R. MOSIG, « *Smart antenna systems for mobile communication* ». Final report, Ecole Polytechnique Fédérale (Lausanne), January 2003.
- [19]: J. E. HUDSON, « *Adaptive Arrays – Principle* ». IEE Electromagnetic wave series 11, 1981.
- [20]: J. FERNANDES, O. SOUSA & J. NEVES, « *Impact of the antenna set-up and arrays on mobile radio systems* ». Proceedings of the international conference on universal and personal communications ». ICUPC, pp.387-391, Tokyo (Japan), Nov.6-10, 1995.
- [21]: J. Litva, T.K. Y Lo, « *Digital beamforming in wireless communications* ». ARTECH HOUSE Publishers, 1996.
- [22] : J. M. ALLIOT & N. DURAND, « *Algorithmes génétiques* », pp 1-6, March 2005.
- [23]: J. R. TREICHLER & B. AGEE, « *A new approach to multipath correction of constant modulus signals* ». IEEE Trans. Acoustic, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-31, pp. 459-472, April 1983.
- [24] : K. HETTAK & G. Y. DELISLE, « *Conception et réalisation d'antennes Intelligentes* ». LRTS Rapport annuel d'activités 1998-1999.
- [25] :N. FADLALLAH, « *Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage* ». Thèse doctorat, université de Limoges, mai 2005.
- [26] : S. TABBANE, « *Réseaux Mobiles* ». Edition HERMES, Paris, 1997.
- [27]: W. ROTMAN & R. F. TURNER, « *Wide-angle microwave lens for line source Applications* ». IEEE Transactions on antennas and propagation, pp. 623-632, 1963.
- [28] : X. LAGRANGE, P. GODLEWSKI & S. TABBANE, « *Réseaux GSM-DCS* ». Editions HERMES, septembre 1996.



[29]: Li Y. , M.J. FEUERSTEIN & D.O. REULINK, « *Performance evaluation of a cellular base station multibeam antenna* ». IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.46, n°1, pp.1-9, february 1997.

[30] : Maha BEN ZID, « *Emploi de techniques de traitement de signal MIMO pour des applications dédiées réseaux de capteurs sans fil* », 09 Juillet 2012, L'Université DE GRENOBLE.

[31] : Pierre-Jean BOUVET, « *Récepteurs itératifs pour systèmes multi-antennes* », le 13 décembre 2005, Equipe d'accueil : Laboratoire Broadband Wireless Acces, France Telecom division R&D, Ecole doctorale : Matisse, Composante universitaire : INSA de Rennes.

[32] : Jonathan Letessier, « *Performances théoriques de systèmes MIMO pré-égalises et applications avec un simulateur de propagation 3D* », le 25 novembre 2005, l'Université de Bretagne Occidentale.

[33] : Ludovic COLLIN, « *Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale.* », 17 décembre 2002, l'Université de Bretagne Occidentale.

[34] : BENYAROU MOURAD, « *Optimisation des systèmes multi appliqués aux systèmes MC-CDMA* », Année Universitaire 2012-2013, UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID-TLEMCEN.

[35] : FEROUANI SOUHEYLA, « *Traitement d'Antennes Adaptatives pour l'Optimisation des Performances des Systèmes MIMO-OFDM dans les Réseaux de Télécommunications Sans Fil* », Soutenue en 2014, UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID-TLEMCEN.

[36] : Jean-François PARADONCHE, « *système de transmission sans filk multi-émetteur, multi-récepteur pour des applications transport. Etude des modèle de canal de propagation* », 13 février 2004, université des sciences et technologie de Lille.

[37] : Vincent Le Nir, « *Étude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multi porteuses* », 16 NOVEMBRE 2004, l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes.

[38] : Bakir Hadj Ali, « *Exploitation de l'association des techniques MIMO-OFDM pour la transmission dans les réseaux locaux sans fil* », 2012, UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID-TLEMCEN.

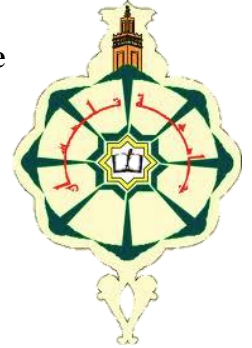
[39] : Didier Le Ruyet, « *SYSTEMES MULTI ANTENNES (MIMO)* », Laboratoire electronique et Communication, Email : [leruyet@cnam.fr](mailto:leruyet@cnam.fr).

[40] : Didier Le Ruyet, « *Systèmes MIMO et codage Spatio Temporel* », Conservatoire National des Arts et Métiers, Email : [leruyet@cnam.fr](mailto:leruyet@cnam.fr).

- [41] : Philippe Ciblat, « *Théorie de l'information et codage pour les canaux de Rayleigh MIMO* », École Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, France.
- [42] : Kais MABROUK, « *Conception et réalisation d'un système de Télécommunications MIMO avec Formation Numérique de Faisceaux en réception ; Calibrage aveugle du Démodulateur triphasé Zéro-IF et comparaison au démodulateur classique à 2 voies I et Q* », 12 décembre 2008, l'école national supérieure des télécommunications Paris.
- [43]: Barry D. Van Veen and Kevin M. Buckley. «*Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering*», IEEE ASSP Magazine, April 1998.
- [44] : MAXIME BOULA Y, « *ÉTUDE COMPARATIVE DES TECHNIQUES D'ANNULATION DES INTERFÉRENCES DANS UN SYSTÈME MIMO-OFDM* », DÉCEMBRE 2009, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC.
- [45] : Ferré Guillaume, « *Codage spatio-temporel et techniques de décodage itératives pour systèmes multi-antennes* », 4 Juillet 2006, UNIVERSITE DE LIMOGES.
- [46] : Adlane CHABOUBE, « *ETUDE DES ALGORITHMES DE TRAITEMENT DE SIGNAL REQUIS POUR SYSTEME DE COMMUNICATION MIMO* », 21 Mai 2003, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC.
- [47] : Olivier BERDER, « *Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes* », 20 décembre 2002, l'Université de Bretagne Occidentale.
- [48]: (H. H. PHAM, T. TANIGUCHI & Y. KARASAWA, « *MIMO beamforming for highbit-rate transmission over frequency-selective fading channels* ». ISSSTA, Sydney (Australia), 30 aug. - 2 sep. 2004.)



République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



# Mémoire

Présenté

A L'UNIVERSITÉ DE TLEMCCEN  
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE  
DÉPARTEMENT DE TELECOMMUNICATION

Pour l'obtention du diplôme de

**MASTER**

Spécialité : “ Réseaux et Systèmes de Télécommunication ”

Présenté par :

**LADHEM Bouchra**

**MAHDAD Latifa**

*Etude l'association des antennes MIMO à Maximisation du rapport signal sur bruit avec la technique Multi-porteuses OFDM*

Soutenu en Juin 2015 devant le Jury :

BEN ADDA Belkacem	Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Président
BOURSSALI Ahmed Riad	Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Examineur
BAHRI Sidi Mohammed	Maitre de conférences (B) à l'université de Tlemcen	Encadreur

*\* \* Remerciement \* \**

*Qu'il nous soit permis de présenter ici nos remerciements à tout un petit monde de personnes qui ont rendu possible la présente étude et qui ont contribué à son élaboration sous quelque forme que ce soit.*

*Nous remercions tout d'abord, « Allah » qui nous a donné la force et le courage afin de parvenir à élaborer ce modeste travail.*

*Nous tenons à dire notre reconnaissance envers Monsieur BAHRI SIDI MOHAMED, malgré les prérogatives qui sont siennes, a accepté sans réserve, de diriger ce projet de fin d'études. Il s'y est grandement impliqué par ses directives, ses remarques et suggestions.*

*Nous ne manquerions pas non plus de dire un grand merci aux membres du jury Monsieur BAN ADDA BELKACEM Maitre de conférence à l'université ABOU BEKR BELKAID et Monsieur BORSSALI AHMED RIAD Maitre de conférence à l'université ABOU BEKR BELKAID qui ont accepté, sans aucune réserve, d'évaluer ce mémoire à sa juste valeur, et de nous faire part de leurs remarques sûrement pertinentes qui, avec un peu de recul, contribueront, sans nul doute, au perfectionnement du présent travail.*

*Les encouragements de nos amis et de nos collègues étaient la bouffée d'oxygène qui nous ressourçait dans les moments pénibles, de solitude et de souffrance, où l'on a terriblement besoin d'un petit mot, d'un petit geste, aussi humble soit-il, de soutien moral.*

*Et Nous en venons à nos familles, à nos adorables parents, à ceux qui sont toujours présents et continuent de l'être pour faire notre bonheur. Merci*

## Remerciement

---

*pour tous vos sacrifices pour que vos enfants grandissent et prospèrent. Merci de trimer sans relâche, malgré les péripéties de l'âge, de la santé, de la vie, au bien-être de vos enfants.*

*Enfin ! Merci aussi à nos frères et sœurs, merci d'être toujours à nos côtés, par votre présence, par votre amour, pour donner du goût et du sens à notre vie de famille.*

*Nous sommes néanmoins seuls et uniques responsables des oublis, des lacunes et des faiblesses que peut contenir la présente étude.*

---

## Dédicaces

*A mes chers parents, qui m'ont donné tout le courage, la tendresse*

*Et la patience.*

*A mes frères et mes chères sœurs.*

*A toute la famille LADHEM*

*Et surtout à tous mes chers amis*

*Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs*

*A toute la promo de RST 2014/2015*

*Je dédie ce travail.*

Bouchra

*A mes chers parents, A mon mari, qui m'ont donné tout le courage, la*

*tendresse*

*Et la patience.*

*A mon frère et mes chères sœurs.*

*A toute la famille MAHDAD*

*A ma belle-famille BENSALAM*

*Et surtout à tous mes chers amis*

*Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs*

*A toute la promo de RST 2014/2015*

*Je dédie ce travail.*

Latifa

*A l'âme de notre cher amie BOUKLI OMER*

---

# *Résumé*

Les canaux de propagation en particulier dans les zones urbaines et intra-bâtiments présentent une propagation riche en trajets multiples.

La solution à ces problèmes consiste à combiner toute l'énergie disponible à partir de l'émetteur désiré et la réjection à la réception de tous les signaux interférences des autres systèmes. Pour ce faire, il convient de développer des techniques de transmission dites MIMO (Multiple Input, Multiple Output) associé avec les modulations multi-porteuses (OFDM) avec un algorithme adaptatif désigné pour les antennes intelligentes. Cet algorithme est basé sur la maximisation du rapport signal sur bruit SINR.

L'OFDM est étudié pour des antennes multiples en vue de faire exploiter une robustesse efficace contre les effets multi-trajets et la transmission haute débits, aussi la diversité offerte par le système MIMO pour les canaux radio mobile.

Notre simulation par MATLAB, dans un canal à évanouissement de Rayleigh avec la présence des interférences permet de vérifier les performances du système. Les résultats de simulation montrent que notre système réalise une bonne performance dans un système à plusieurs utilisateurs.

## *Mots clés*

---

Antennes MIMO, antennes adaptatif à maximisation du rapport signal sur bruit, technique Multi-porteuses OFDM, antennes MIMO adaptatif.

---

# *Abstract*

Especially the propagation channels in urban and intra-buildings have a rich multipath propagation.

The solution to these problems is to combine all available energy from the transmitter desired and the rejection to the receipt of all interference signals from other systems. To do this, should be developed so-called MIMO transmission technology (Multiple Input, Multiple Output) associated with the multi-carrier modulation (OFDM) with a designated adaptive algorithm for smart antennas. This algorithm is based on maximizing the signal to noise ratio SINR.

OFDM is designed for multiple antennas in order to operate a robust effective against multi-path effects and high transmission rates, as the diversity offered by the MIMO system for mobile radio channels.

Our MATLAB simulation in a channel Rayleigh fading with the presence of interference can check performance system. Simulation results show that our system performed well in a multi-user system.

## *Key Words*

---

Antennas MIMO, smart antennas for maximizing the signal to noise ratio, technology Multi-carrier OFDM, smart antennas MIMO.



---

## الملخص

القنوات نشر داخل المدن الغنية و مع وجود المباني لها انتشارات المتعددة الاتجاهات . الحل لهذه المشاكل هو الجمع بين كل الطاقة المتاحة من المحطة المطلوبة والرفض استلام جميع إشارات التي تدخل من الأنظمة الأخرى . للقيام بذلك، ونحن بحاجة لتطوير ما يسمى التكنولوجيا نقل MIMO ( متعددة الإدخال، المتعدد الإخراج) المرتبطة مع تشكيل متعددة الناقل (OFDM) مع خوارزمية التكيف المخصصة للاهوائيات الذكية . وتستند هذه الخوارزمية على تعظيم إشارة إلى نسبة الضوضاء SINR. تم تصميم OFDM لهوائيات متعددة من أجل العمل على المتانة الفعالة ضد الأثر المتعددة ومعدلات نقل عالية، حيث أن التنوع التي يتيحها النظام MIMO عن قنوات الراديو المحمولة. لدينا المحاكاة MATLAB في قناة يتلاشى Rayleigh مع وجود التداخل يمكن التحقق من أداء النظام وتبين نتائج المحاكاة أن أداء نظامنا جيدا في النظام مع العديد من المستخدمين.

---

---

## **Table de matière**

<i>Remerciement</i> .....	I
<i>Dédicaces</i> .....	III
<i>Résumé</i> .....	IV
<i>Abstract</i> .....	V
<i>المخلص</i> .....	VI
<i>Table de matière</i> .....	V
<i>Table des figures</i> .....	X
<i>Abréviation</i> .....	XII

<i>Introduction Générale</i> .....	1
------------------------------------	---

### **Chapitre I : Généralité sur la transmission sans fil**

<i>I Introduction</i> :.....	5
<i>II Canaux de transmission</i> :.....	5
<i>II.1 Canal binaire symétrique</i> :.....	6
<i>II.2 Canal à bruit additif blanc gaussien</i> :.....	7
<i>II.3 Canal à évanouissements</i> :.....	7
<i>II.4 Canal à évanouissements et bruit additif blanc gaussien (canal de Rayleigh)</i> :.....	8
<i>III Canaux à évanouissement</i> :.....	8
<i>III.1 Les évanouissements à grande échelle</i> :.....	9
<i>III.2 Les évanouissements à petite échelle</i> :.....	9
<i>III.2.1 Evanouissement uniforme</i> :.....	10
<i>III.2.2 Evanouissement rapide</i> :.....	10
<i>III.2.3 Evanouissement lent</i> :.....	10
<i>III.2.4 Evanouissement Rayleigh</i> :.....	10
<i>IV Sélectivité d'un canal de communication</i> .....	10
<i>IV.1 Sélectif en fréquence</i> :.....	11

---

IV.2	Sélectif en temps :.....	11
IV.3	Canal sélectif en temps et en fréquence :.....	12
IV.4	Canal non sélectif : .....	12
V	Modélisation d'un canal de propagation : .....	13
V.1	Modèles déterministes :.....	13
V.2	Modèles stochastiques : .....	14
VI	Notion de diversité : .....	14
VI.1	La diversité spatiale :.....	15
VI.2	La diversité temporelle : .....	15
VI.3	La diversité fréquentielle : .....	15
VI.4	Diversité spatio-temporel :.....	16
VI.5	Diversité de polarisation :.....	16
VI.6	Diversité angulaire : .....	16
VI.7	Diversité de parcours :.....	17
VI.8	Diversité transformée :.....	17
VII	Conclusion : .....	17

## **Chapitre II : Techniques de modulation multi-porteuse : OFDM**

I	Introduction : .....	19
II	Principe de L'OFDM : .....	19
III	Modulation multi porteuses : .....	20
IV	Avantages et inconvénients de l'OFDM : .....	24
V	Conclusion : .....	25

## **Chapitre III : Antennes intelligente dans les systèmes de communication mobile**

I	Introduction :.....	27
II	Réseaux d'antennes : .....	28

---

II.1	Définition :	28
II.2	Réseau linéaire à gradient de phase :	28
III	Antennes intelligentes :	30
III.1	Récepteur d'antenne intelligente :	30
III.2	Émetteur d'antenne intelligente :	32
III.3	Concept d'antennes intelligentes :	32
IV	Avantage des antennes intelligentes :	34
IV.1	Réduction de la taille du motif (RTM) :	34
IV.2	Accès Multiple par Répartition Spatiale, AMRS (SDMA, Space Division Multiple Access) :	35
V	Type des antennes intelligentes :	35
V.1	Systèmes à faisceaux commutés (SBA) :	36
V.2	Antennes adaptatives :	37
VI	Formation de voies et annulation d'interférents :	38
VII	Formation de voies optimales :	40
VII.1	Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile :	40
VII.2	Technique basée sur un signal de référence :	41
VII.3	Algorithmes adaptatifs :	41
VIII	Conclusion :	41

## **Chapitre IV : Technologie MIMO**

I	Introduction :	44
II	Présentation des systèmes multi-antennes :	44
III	Concept et capacité des canaux MIMO :	46
III.1	Système SISO :	46
III.2	Système MISO :	46
III.3	Système SIMO :	47
III.4	Système MIMO :	47
IV	Système MIMO à base de codes spatio-temporels :	48
IV.1	Codage spatio-temporel en treillis :	49

---

IV.2	Codage spatio-temporel en blocs :.....	50
V	Système MIMO à base de multiplexage spatial : .....	52
V.1	Architecture D-BLAST : .....	52
V.2	Architecture V-BLAST : .....	53
V.3	Architecture H-BLAST : .....	54
VI	MIMO beamforming : .....	55
VII	Récepteurs les plus courants: .....	56
VII.1	Récepteur linéaire du Forçage à Zéro (ZF) : .....	56
VII.2	Récepteur linéaire MMSE : .....	57
VII.3	Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV): .....	57
VIII	Conclusion : .....	58

## **Chapitre V : Implémentation des algorithmes adaptatifs pour une chaîne MIMO OFDM**

I	Introduction : .....	60
II	OFDM : .....	60
II.1	Etude de la technique multi-porteuses OFDM : .....	60
II.2	Le taux d'erreurs pour le système OFDM avec différents canaux retardés	62
II.3	Influence de l'intervalle de garde : .....	63
II.4	Etude des performances de L'OFDM associé aux modulations M-QAM et M-PSK : 63	
III	MIMO Beamforming : .....	65
III.1	Paramètre de simulation : .....	68
III.2	Maximisation du rapport SINR basant sur l'algorithme itératif : .....	69
IV	MIMO Beamforming associé aux modulations multi-porteuses OFDM : .....	71
IV.1	Principe de l'association MIMO-OFDM : .....	72
IV.2	Etude de système MIMO-OFDM : .....	73
IV.3	Paramètres de simulation : .....	73
IV.4	Etude des performances du système MIMO adaptatif avec les modulations M-QAM et M-PSK : .....	74
IV.5	Influence du nombre de trajets sur les performances du système : .....	76

---

<i>IV.5.1 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour <math>M=N= 2 \times 2</math> :</i>	76
<i>IV.5.2 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour <math>M=N= 3 \times 3</math> :</i>	77
<i>IV.5.3 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour <math>M=N= 4 \times 4</math> :</i>	78
<i>IV.5.4 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour <math>M=N= 8 \times 8</math> :</i>	79
<i>IV.6 Influence du nombre du symbole affecté par les retards sur le système MIMO-OFDM :</i>	80
<i>V Conclusion :</i>	81
<i>Conclusion Générale</i>	82
<i>Annexe A</i>	84
<i>Bibliographié</i>	90

## Table de figure

Figure I.1 : Schéma équivalent de canal de transmission .....	6
Figure I.2 : Description d'un canal binaire symétrique .....	6
Figure I.3 : Diagramme de canal binaire symétrique.....	7
Figure I.4 : Un canal sélectif en fréquence .....	11
Figure I.5 : Tableau récapitulatif des différentes sélectivités .....	12
Figure I.6 : Transmission de même signal sur plusieurs intervalles temporels .....	15
Figure I.7 : Transmission de même signal sur plusieurs intervalles fréquentielles .....	16
Figure II.1 : Spectre d'amplitude de 4 sous-porteuses orthogonales .....	21
Figure II.2 : format d'un symbole OFDM .....	22
Figure II.3 : Emetteur OFDM standard .....	23
Figure II.4: Récepteur OFDM standard .....	23
Figure III.1: Représentation d'un réseau linéaire .....	28
Figure III.2: Schéma représentatif d'un réseau linéaire .....	29
Figure III.3: Antenne intelligente réceptrice .....	31
Figure III.4: Antenne intelligente émettrice .....	32
Figure III.5: Le principe de base d'une antenne intelligente. ....	33
Figure III.6: Principe de la technique RTM.....	34
Figure III.7: Principe de la technique SDMA.....	35
Figure III.8: Antenne intelligente à faisceau commuté .....	36
Figure III.9: Réseau d'antenne adaptative. ....	37
Figure III.10 : Configuration de l'antenne pour la formation de voies. ....	40
Figure IV.1 : Architecture MIMO générique .....	45
Figure IV.2 : codage spatio-temporel .....	49
Figure IV.3 : exemple de code ST en treillis à 4 états. ....	50
Figure IV.4 : schéma de code Alamouti. ....	51
Figure IV.5 : Architecture d'un émetteur D-BLAST.....	53

Figure IV.6 : Principe de l'Architecture V-BLAST. ....	54
Figure IV.7 : Principe de l'Architecture H-BLAST. ....	54
Figure IV.8 : Système MIMO à codage spatio-temporel utilisant la formation de faisceaux en réception. ....	56
Figure V.1: Emetteur OFDM .....	61
Figure V.2: Récepteur OFDM .....	61
Figure V.3: Influence des nombres des trajets sur L'OFDM .....	62
Figure V.4: L'intérêt de l'Intervalle de Garde. ....	63
Figure V.5: Comparaison de BER pour différent types de modulations QAM .....	64
Figure V.6: Comparaison de BER pour différent types de modulations PSK.....	65
Figure V.7 : La configuration MIMO Beamforming .....	66
Figure V.8 : Performances du système MIMO adaptatif 2×2.....	69
Figure V.9 : Performances du système MIMO adaptatif 3×3.....	70
Figure V.10 : Performances du système MIMO adaptatif 4×4.....	70
Figure V.11: Performances du système MIMO adaptatif 8×8.....	71
Figure V.12: bloc d'émission MIMO-OFDM. ....	72
Figure V.13: bloc de réception MIMO-OFDM. ....	72
Figure V.14: le BER pour la modulation numérique PSK.....	74
Figure V.15: le BER pour la modulation numérique QAM.....	75
Figure V.16 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM / M=N=2×2.....	76
Figure V.17: Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM /M=N=3×3.....	77
Figure V.18: Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM / M=N=4×4.....	78
Figure V.19: Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM / M=N=8×8.....	79
Figure V.20: l'influence des symboles retardés .....	80





## *Abréviation*

<b>AG</b>	<b>Algorithme Génétique</b>
<b>BBAG</b>	<b>Bruit Blanc Additif Gaussien</b>
<b>BLAST</b>	<b>Bell Labs Space Time Architecture</b>
<b>BS</b>	<b>Base Station</b>
<b>BTS</b>	<b>Base Transceiver Station</b>
<b>BER</b>	<b>Bits Errors Rapport</b>
<b>CBS</b>	<b>Canal Binaire Symétrique</b>
<b>CDMA</b>	<b>Code Division Multiple Access</b>
<b>CMA</b>	<b>Constant Modulus Algorithm</b>
<b>CSI</b>	<b>Canal State Information</b>
<b>CST</b>	<b>Code Spatio-Temporel</b>
<b>CAN</b>	<b>Conversion Analogique Numérique</b>
<b>CP</b>	<b>Cyclique Préfixe</b>
<b>DFT</b>	<b>Discret Fourier Transform</b>
<b>DMI</b>	<b>Direct Matrix Inverse</b>
<b>DoA</b>	<b>Direction of Arrival</b>
<b>D-BLAST</b>	<b>Diagonal-Bell Labs Space Time Architecture</b>
<b>DAB</b>	<b>Digital Audio Broad casting</b>
<b>DVB</b>	<b>Digital Vidéo Broad casting</b>
<b>FFT</b>	<b>Fast Fourier Transform</b>
<b>FDMA</b>	<b>Frequency Division Multiple Access</b>
<b>H-BLAST</b>	<b>Horizontal-BLAST</b>

<b>IFFT</b>	<b>Inverse Fast Fourier Transform</b>
<b>IDFT</b>	<b>Inverse Discret Fourier Transform</b>
<b>LCMV</b>	<b>Linearly Constrain Minimum Variance</b>
<b>LMS</b>	<b>Least Mean Square</b>
<b>ML</b>	<b>Maximum Likelihood</b>
<b>MIMO</b>	<b>Multiple Input Multiple Output</b>
<b>MISO</b>	<b>Multiple Input Single Output</b>
<b>MDP</b>	<b>Modulation par Déplacement de Phase</b>
<b>MMSE</b>	<b>Minimum Mean Square Error</b>
<b>MV</b>	<b>Maximum de Vraisemblance</b>
<b>OFDM</b>	<b>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</b>
<b>PSK</b>	<b>Phase Shift Keying</b>
<b>QAM</b>	<b>Quadrature Amplitude Modulation</b>
<b>RF</b>	<b>Radio Fréquence</b>
<b>RLS</b>	<b>Recursive Least Squares</b>
<b>SIMO</b>	<b>Single Input Multiple Output</b>
<b>SISO</b>	<b>Single Input Single Output</b>
<b>STB</b>	<b>Space Time Block</b>
<b>STTC</b>	<b>Space Time Trellis Code</b>
<b>SNR</b>	<b>Signal Noise Rapport</b>
<b>V-BLAST</b>	<b>Vertical - Bell Labs Space Time Architecture</b>
<b>WLAN</b>	<b>Wireless Local Area Network</b>
<b>WLL</b>	<b>Wireless Local Loop</b>
<b>ZF</b>	<b>Zero Forcing</b>

## *Introduction Générale*

La communication sans fil connaît une croissance fulgurante grâce aux progrès technologiques réalisés dans plusieurs domaines scientifiques : traitement du signal, micro-électronique, nanoélectronique, logiciels, mathématique. Cette évolution est particulièrement frappante pour les communications radio-mobiles avec l'apparition des différentes générations de téléphonie mobile. Les ressources en canaux de transmission sont de plus en plus saturées, en particulier dans la bande de la téléphonie mobile. Ce phénomène est accru par l'arrivée de nouveaux services tels que l'accès à Internet et la transmission d'images via les téléphones mobiles. Ces services demandent des débits de plus en plus importants, et comme le nombre d'utilisateurs continue d'augmenter, la quantité d'information transmise croît très rapidement.

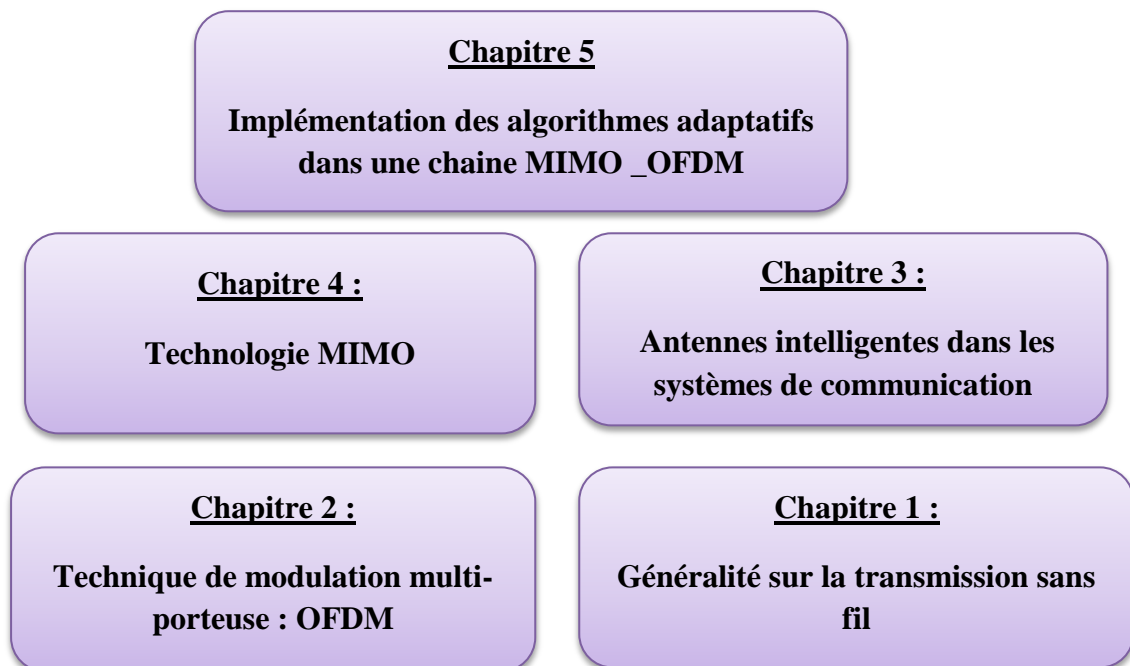
Les solutions technologiques qui permettent de corriger cette saturation des ressources et améliorer l'efficacité spectrale des communications (le débit utile par unité de bande occupée) est au niveau du type de signal émis, on introduit à ce niveau des modulations et/ou des codages plus efficaces. Toutefois les systèmes actuels sont déjà performants et la limite théorique donnée par la capacité de Shannon reste toujours insuffisante pour les besoins futurs. Une autre solution est apparue il y a quelques années il s'agit d'une architecture de transmission basée sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception, plus connu sous l'acronyme MIMO (Multiple-Input, Multiple-Output), cette technique a été développée de manière significative par les laboratoires Bell en 1997, elle permet d'améliorer la capacité des canaux dans des environnements de propagation complexes et fortement variables tels que les environnements mobiles multi-trajets.

Cette technologie repose sur l'utilisation conjointe de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception qui permettent une amélioration des débits sans augmenter les puissances d'émission et les bandes de fréquences allouées. La dimension spatiale permet de réaliser du multiplexage pour répondre aux fortes contraintes de débit des

applications multimédia. Cette dimension spatiale peut également être exploitée pour profiter de la diversité spatiale. On utilise pour cela des techniques de codage appropriées comme le codage temps-espace. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire indéniable.

Dans ce mémoire, nous proposons un nouveau système MIMO, nommé MIMO-OFDM basé sur les antennes intelligentes. Le MIMO-OFDM a l'intention d'utiliser la technologie conventionnelle de l'algorithme qui maximise le rapport signal sur bruit pour la résolution du problème. Ici, OFDM et la technique MIMO sont combinés en vue d'augmenter l'efficacité de la bande passante tout en conservant la robustesse contre la sélectivité du canal. D'une part, OFDM fournit une haute efficacité spectrale, une bonne robustesse contre les effets multi trajets et la diminution des interférences inter-symboles. D'autre part, la technique MIMO offre un régime pour améliorer les capacités grâce à la diversité spatiale.

**Organisation du mémoire**



*Figure a : Organisation de mémoire.*

Le mémoire s'articule en 5 chapitres :

1. Dans le premier chapitre nous présenterons les différents canaux de transmission, notamment les canaux à évanouissements et les différentes modélisations d'un canal radio mobile. Nous introduisons aussi les différentes sortes de diversités en particulier la diversité spatiale pour améliorer la qualité de transmission.
2. Le deuxième chapitre porte sur l'étude d'une modulation OFDM, nous présenterons leur principe et les avantages de cette modulation.
3. Le troisième chapitre introduit les antennes réseaux et les concepts liés aux systèmes des antennes intelligentes et une brève introduction sur les différentes techniques utilisées dans le domaine de formation de voies.
4. Dans le chapitre suivant nous présenterons les différentes techniques MIMO et leurs capacités, ainsi les différentes techniques de codages spatio-temporels, multiplexage spatial, les MIMO Beamforming et les récepteurs les plus courants.
5. Le dernier chapitre est divisé en trois parties. La première partie traite la l'assimilation des modulations numériques **M-QAM** et **M-PSK** et aussi on montre l'influence des canaux retardés pour la modulation OFDM.

Dans la deuxième partie on s'intéresse sur la maximisation du SNR on se basant sur l'algorithme itératif proposé pour un nombre différent de canaux retardés. Dans la dernière partie on montre l'intérêt du nombre d'antennes sur la technologie MIMO Beamforming associé à la modulation multi porteuses OFDM.

*Chapitre I :*  
*Généralité sur la transmission sans fil*

## ***I Introduction :***

Transmettre de l'information d'un point à un autre sans fil nécessite un système de radio-mobile de communication.

Les systèmes radio mobiles se situent souvent dans un environnement géométrique compliqué dû entre autre aux présences des obstacles qui entraînent de multiples trajets possibles entre les antennes d'émission et de réception, le déplacement de mobile ou des obstacles situé en son voisinage donneront de plus naissance à un non stationnarité du canal, le canal de transmission radio-mobile est sans doute l'un des médias de communication les plus variables et les plus incontrôlables.

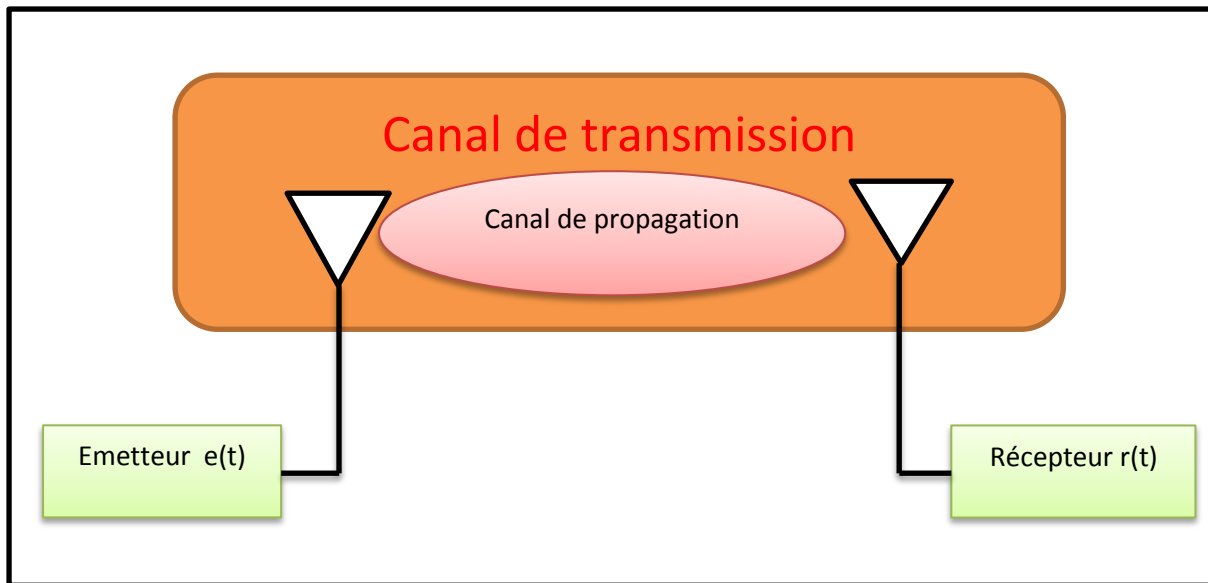
Nous présenterons dans ce chapitre quelque généralité sur les communications numériques radio-mobile qui servent à la bonne compréhension de la suite de ce manuscrit.

Nous allons dans un premier temps d'écrire les canaux de transmission, les Canaux à évanouissements, la Sélectivité d'un canal de communication. Après avoir caractérisé les propriétés d'un canal radio, nous précisons le modèle équivalent de canal de propagation. Nous ferons ensuite un inventaire sur les techniques de diversité qui permettent de combattre les évanouissements et les distorsions provoquées par les canaux de transmission.

## ***II Canaux de transmission :***

Un canal de transmission est un médium physique qui est utilisée pour la transmission d'un signal à partir d'un transmetteur jusqu'au récepteur. Il est important de différencier le canal de propagation, qui ne tient en compte que les interactions du signal émis avec l'environnement traversé et le canal de transmission, qui incluent en plus les effets induits par les antennes émettrices et réceptrice comme la montre la figure (I.1).

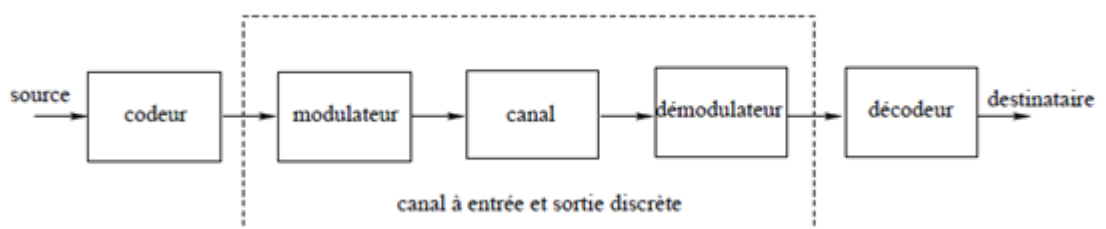




*Figure I.1 : Schéma équivalent de canal de transmission*

### ***II.1 Canal binaire symétrique :***

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret dont les alphabets d'entrée et de sortie sont finis et égaux. On considère dans ce cas que le canal comprend tous les éléments de la chaîne compris entre le codeur de canal et le décodeur correspondant Figure (I.2). [1]



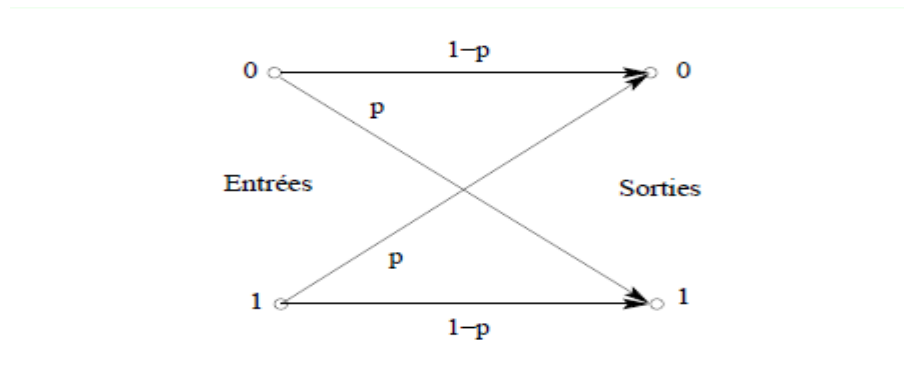
*Figure I.2 : Description d'un canal binaire symétrique.*

On note respectivement  $a_k$  et  $y_k$  les éléments à l'entrée et à la sortie du CBS. Si le bruit et autres perturbations causent des erreurs statistiquement indépendantes dans la séquence binaire transmise avec une probabilité  $p$ .

$$P_r(y_k = 0 | a_k = 1) = P_r(y_k = 1 | a_k = 0) = p \quad (I.1)$$

$$P_r(y_k = 1 | a_k = 1) = P_r(y_k = 0 | a_k = 0) = 1-p \quad (I.2)$$

Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme sur la figure (I.3). Chaque élément binaire à la sortie du canal ne dépendant que de l'élément binaire entrant correspondant, le canal est appelé sans mémoire.



**Figure I.3: Diagramme de canal binaire symétrique.**

## **II.2 Canal à bruit additif blanc gaussien :**

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG). Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne). Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors: [1]

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (\text{I.3})$$

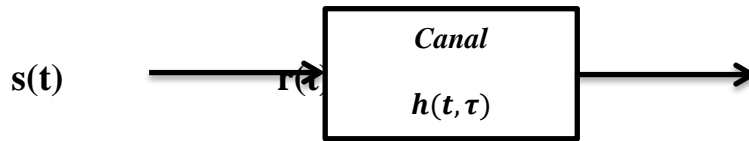
Où  $n(t)$  représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance  $\sigma_v^2$  et de densité spectrale de puissance bilatérale  $\Phi_{vv} = \frac{N}{2}$ . La densité de probabilité conditionnelle de  $r$  est donnée par l'expression:

$$P(\mathbf{r}/\mathbf{s}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v}} e^{-\frac{(r-s)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (\text{I.4})$$

## **II.3 Canal à évanouissements :**

Dans Ce type, seuls les évanouissements qui affectent les signaux sont pris en compte. Il est donnée par l'équation suivante:

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{h}(t, \tau) * \mathbf{s}(t) \quad (\text{I.5})$$



#### **II.4 Canal à évanouissements et bruit additif blanc gaussien (canal de Rayleigh):**

C'est un canal qui modélise à la fois un évanouissement et un BBGA, c'est-à-dire il regroupe les deux canaux décrits précédemment. Le canal de Rayleigh est utilisé pour les canaux sélectifs en fréquence.

La distribution de Rayleigh correspond au modèle multi-trajet où le signal reçu est constitué d'un grand nombre de trajets indirects ayant des amplitudes et phases aléatoires, indépendants et uniformément distribués. L'enveloppe de ce signal est définie par l'équation suivante :

$$\mathbf{p}(\mathbf{r}) = \frac{\mathbf{r}}{\sigma^2} e^{-\frac{\mathbf{r}^2}{2\sigma^2}} \quad \mathbf{r} \geq 0 \quad (\text{I.6})$$

- ❖  $r$  est l'enveloppe du signal reçu, avec  $r=x+iy$ .
- ❖  $\sigma^2$  (Variance) correspond à la puissance moyenne temporelle du signal reçu.

La phase  $\theta$  de  $r$  est une variable aléatoire distribuée sur l'intervalle  $[-\pi, \pi]$

$$\mathbf{p}(\theta_r) = \frac{1}{2\pi}$$

### **III Canaux à évanouissement:**

Le signal reçu sur un canal radio-mobile résulte de l'accumulation de plusieurs répliques du signal émis spécifié par des amplitudes, des phases et des angles d'arrivée différents. Ceci se transpose par des variations de l'amplitude et de phase du signal reçu, appelées évanouissement.

L'évanouissement décrit les variations rapides de l'amplitude du signal reçu sur une courte période de temps. Ce phénomène est causé par l'interaction de plusieurs

copies du signal émis qui arrivent au récepteur avec un faible décalage temporel. la performance du système peut donc être endommagée par l'évanouissement.

Il existe plusieurs types d'évanouissement définis comme suit :

### **III.1 Les évanouissements à grande échelle :**

Les évanouissements à grande échelle sont liés à deux phénomènes : l'atténuation du signal en fonction de la distance et les effets de masquage (shadowing). tandis que l'atténuation représente la variabilité moyenne globale et la shadowing représente une variabilité moyenne locale.

L'atténuation est exprimé par le rapport entre la puissance reçue par le récepteur et celle émise par l'émetteur, des différent paramètres sont incluent dans ce rapport soit des paramètres relatifs à l'environnement comme les obstacles (foret, bâtiments, montagne, la densité des régions ....) qui sont localisées entre l'émetteur et le récepteur, ou des paramètres liée aux antennes contiennent des informations concernant leurs placements ainsi que leur types (omnidirectionnel, directionnel, etc.)

La présence de grands obstacles comme les bâtiments et les arbres entre l'émetteur et le récepteur provoquent l'effet de masquage, Cette caractéristique est la source des variations lentes par rapport à la puissance moyenne globale. Ces variations peuvent être décrites par une distribution log-normale dont l'écart-type dépend de la fréquence et de l'environnement. Le shadowing peut être vue comme une erreur ajoutée à l'expression de l'atténuation comme s'est exprimée dans l'équation suivante:

$$L(\text{dB}) = L(d_0) + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (1.7)$$

**Avec :**

**$d_0$  :** C'est la distance de référence (coupure)

**$X_\sigma$  :** Une variable aléatoire d'écart-type  $\sigma$  qui décrit le phénomène de shadowing

### **III.2 Les évanouissements à petite échelle :**

Les évanouissements à petite échelle sont observés sur un déplacement suffisamment petit pour que les fluctuations à grande échelle puissent être négligées.

Les paramètres du canal à petite échelle décrivent les fluctuations rapides de l'amplitude d'un signal radio sur une courte durée ou pour une faible distance. Ces fluctuations sont dues aux interférences entre les différents trajets du signal qui atteignent le récepteur à des temps différents. La combinaison de ces signaux multi-trajets au récepteur résulte en un signal qui peut varier largement en amplitude et en phase.

Ces évanouissements peuvent appartenir à différentes manifestations et les causes sont spécifiques à l'une des sous-classes suivantes :

### **III.2.1 Evanouissement uniforme :**

Ce type désigne un canal sans fil avec évanouissement dont lequel le gain et la phase sont constants sur une largeur de bande plus grande que la largeur de bande du signal transmis. Toutes les fréquences du signal qui subissent de la dispersion sont affectées dans la même proportion : « la dégradation est non sélective en fréquence ».[2]

### **III.2.2 Evanouissement rapide :**

Lorsque la réponse du canal change rapidement durant la période d'un canal. Il est dû aux réflexions d'objets proches et au déplacement relatif de ces derniers.[2]

### **III.2.3 Evanouissement lent :**

Lorsque les signaux sont affaiblis à cause d'un obstacle entre l'émetteur et le récepteur.[2]

### **III.2.4 Evanouissement Rayleigh :**

Dans ce type d'évanouissement, l'émetteur et le récepteur ne sont pas visibles. La puissance est une fonction exponentielle de la phase qui subit une distribution uniforme.[2]

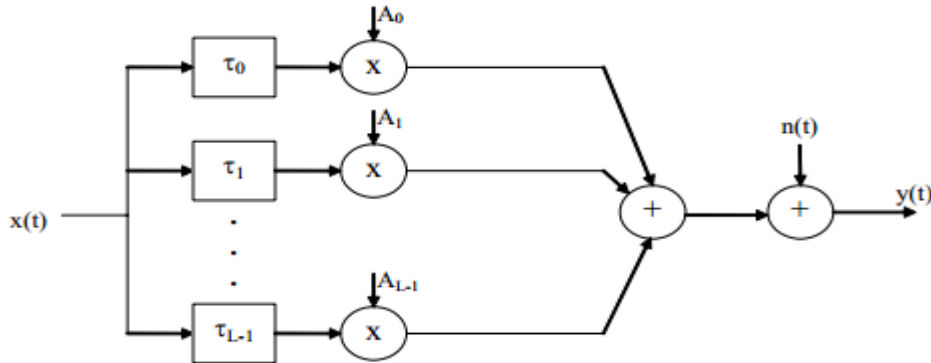
Si nous avons une visibilité entre l'émetteur et le récepteur, l'évanouissement à petite échelle est dit de RICE.

## **IV Sélectivité d'un canal de communication**

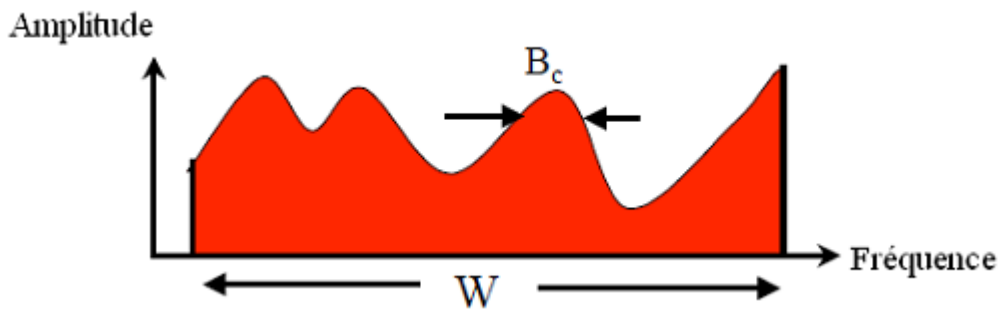
La notion de sélectivité du canal est définie à partir du rapport entre la bande occupée par le signal et la bande de cohérence, et du rapport entre la durée d'un symbole et le temps de cohérence. Quatre cas de figures peuvent avoir lieu:

**IV.1 Sélectif en fréquence :**

Un canal sélectif en fréquence est un canal multi-trajet, chaque trajet étant un canal non sélectif en fréquence d'atténuation  $A_i$  associé à un retard  $\tau_i$ .



Dans ce type la largeur de la bande  $B_x$  qu'occupe le signal transmis  $x(t)$  est plus grande que la bande de cohérence  $B_c$ . [1] dans ce cas la réponse impulsionnelle du canal change d'une manière significative dans les limites de la bande du signal transmis et les composantes fréquentielles du signal transmis  $x(t)$  séparées de la bande de cohérence subissent des atténuations différentes, en effet, le récepteur distingue plusieurs trajets multiples. Une sélectivité en fréquence ne fait que traduire une diminution du rapport signal sur bruit.



*Figure I.4 : Un canal sélectif en fréquence.*

**IV.2 Sélectif en temps :**

On désigne par canal sélectif en temps, un canal avec évanouissements à haute corrélation due à des temps rapprochés et sans corrélation avec espace temporel suffisant. Ce type d'évanouissement causera des interférences entre les symboles

envoyés et ainsi, une dégradation de la probabilité d'erreur. Nous parlons d'un canal sélectif en temps si la durée  $T_x$  de transmission d'un symbole est plus grande que  $T_c$ .

**IV.3 Canal sélectif en temps et en fréquence :**

On déduit logiquement par les deux sous-sections précédentes que ce cas correspond à une corrélation en fonction du niveau d'espacement en temps et fréquence. Ainsi, ce type de canal est doublement dispersif. Par contre, la sélectivité en temps et en fréquence est exclusive. [1]

**IV.4 Canal non sélectif :**

Ce type de canal, bien plus simple et commun, ne démontre aucune sélectivité, que ce soit en temps ou en fréquence. Nous parlons d'un canal non sélectif, si la bande du signal  $B_x$  est très petite par rapport à la bande cohérente  $B_c$ . Autrement dit, le temps symbole  $T_x$  est largement inférieur au temps de cohérence ( $T_x \ll T_c$ ). Le canal peut être considéré comme constant pendant la transmission, le récepteur est capable de distinguer un seul trajet de propagation. Toutes les composantes spectrales du signal émis sont affectées de la même façon par le canal.

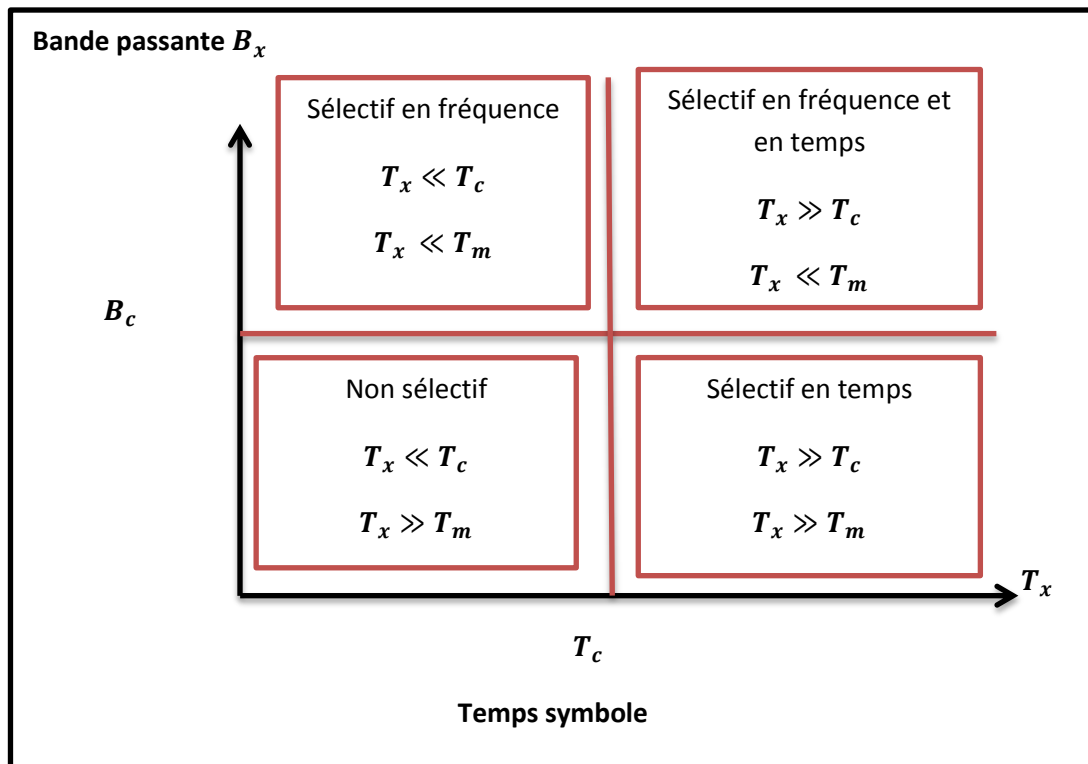


Figure I.5: Tableau récapitulatif des différentes sélectivités

Avec :

$$B_c = \frac{1}{T_m} T_m = \text{temps de retard max.}$$

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_{d_{max}}}$$

Où  $f_{d_{max}} = \frac{v f_c}{c} \cos \theta$  désigne la fréquence Doppler maximale.

$f_d$  est fonction de l'angle  $\theta$  d'incidence de l'onde reçue et de la vitesse  $v$  de déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur ;  $f_c$  la fréquence émise.

### **V Modélisation d'un canal de propagation :**

La propagation des ondes électromagnétiques entre un émetteur et un récepteur est caractérisée par la présence des trajets multiples causée par différents phénomènes tels que la réflexion, la réfraction, la diffusion et la diffraction. Les performances des systèmes sans fils sont largement tributaires du milieu de propagation et de la structure des réseaux d'antennes.

L'objectif de notre étude vise à apporter une meilleure clarté de la chaîne de propagation pour déterminer un modèle approprié. Nous distinguons deux classes de modélisations :

#### **V.1 Modèles déterministes :**

Ces modèles sont basés sur une description précise de l'environnement de propagation. Dans cette sorte nous identifions deux approches : les méthodes par tracé de rayon et les techniques basées sur le traitement et l'exploitation des données de mesures. La première approche est utilisée pour connaître les spécificités géométriques et électromagnétiques complètes de l'environnement et aussi identifier tous les trajets possibles entre l'émetteur et le récepteur qui se basent sur la théorie uniforme de la diffraction cette théorie est appliquée pour calculer l'amplitude, la phase, le retard et la polarisation de chaque trajet. La seconde approche consiste à enregistrer les données de mesure pour pouvoir ensuite les rejouer. Ainsi, les campagnes de mesure de la propagation permettent de retirer les différents paramètres caractéristiques d'un environnement spécifique, cette méthode présente des contraintes : problème de



stabilité, de dispersion numérique, de long temps de calcul ainsi que de grande taille de mémoire requise.

### ***V.2 Modèles stochastiques :***

Le but de ces modèles est de décrire les paramètres de canal par les lois de variables aléatoires. Cette catégorie est basée sur la géométrie et ce basée sur la corrélation. Les modèles géométriques décrivent de façon statistique la position des diffuseurs. Ce type permet de faire varier le canal dans le temps en prenant en compte le déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur. Les modèles les plus utilisées sont les modèles stochastiques gaussiens fondés sur des propriétés de second ordre (corrélation) entre les éléments de la matrice du canal. Ce modèle consiste la détermination de la matrice de corrélation entre tous les canaux, ce qui conduit à des calculs complexes. Pour faciliter les calculs et séparer les corrélations à l'émission  $T_x$  et réception  $R_x$  on utilise des matrices de covariances des signaux sur les réseaux de transmission et de réception, ce type est correcte pour les réseaux avec un faible nombre d'antennes. Lorsque le nombre d'antennes augmente une autre méthode (**Weichselberger**) est utilisée basée sur la définition des modes vectoriels structurés et la définition d'une matrice de couplage, permet une grande souplesse dans la mesure de la diversité et de multiplexage offert par le canal.

### ***VI Notion de diversité :***

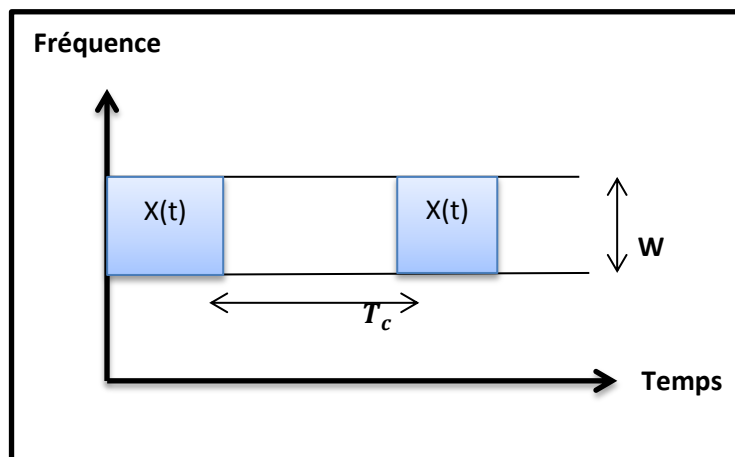
Le but de l'utilisation de la diversité est pour combattre l'évanouissement et les interférences entre canaux de transmission, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radios. Son principe est de transmettre plusieurs copies de la même information sur plusieurs canaux ayant des puissances comparables et des évanouissements indépendants, à la réception il est fort possible que l'un ou plus des signaux reçus ne soit pas atténué (une transmission de bonne qualité). Il existe deux catégories de diversité : explicite et implicite. la première consiste à transmettre plusieurs répliques de même message, la deuxième envoyant une copie, mais à compter sur des concepts tels que le multi-parcours pour obtenir plusieurs copies de signal transmet.

**VI.1 La diversité spatiale :**

La diversité spatiale est connue aussi sous le nom la diversité d'antenne. Elle consiste à émettre et recevoir l'information sur plusieurs antennes, séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence, qui définit la séparation minimale des antennes garantissant des évanouissements indépendants et dépend de l'angle d'arrivée et de départ des multi-trajets. Le type et le déplacement de l'antenne influe sur cette distance.

**VI.2 La diversité temporelle :**

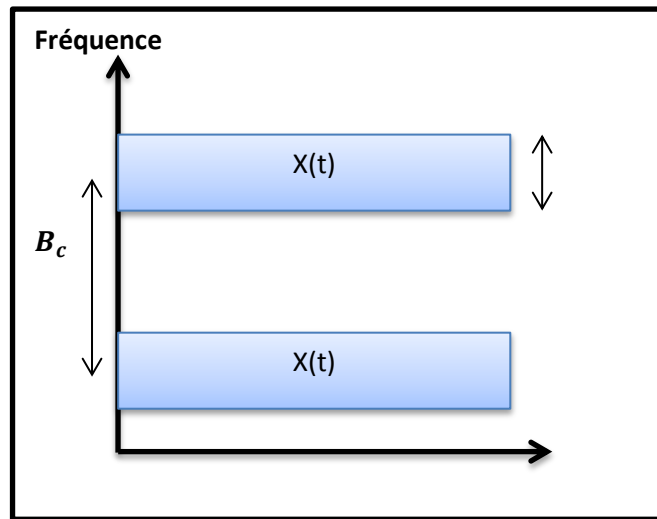
Ce type est utilisé pour combattre les évanouissements sélectifs en temps, son principe est d'émettre plusieurs copies de signal dans des intervalles temporels séparé d'au moins par le temps de cohérence. Ce type est obtenu par l'intermédiaire d'un entrelaceur et d'un code correcteur d'erreur, ou bien par la répétition automatique.



*Figure I.6 : Transmission de même signal sur plusieurs intervalles temporels.*

**VI.3 La diversité fréquentielle :**

Cette technique se dresse contre les évanouissements sélectifs en fréquence, et consiste à émettre le même signal sur des fréquences différentes dans l'écartement soit égale au moins à largeur de la bande cohérence, ce type est utilisée dans la modulation multi-porteuse. Les techniques d'étalement de spectre sont considérées comme une source potentielle de diversité fréquentielle, ces deux techniques sont les plus réponsus.



*Figure I.7 : Transmission de même signal sur plusieurs intervalles fréquentielles.*

#### **VI.4 Diversité spatio-temporel :**

C'est une combinaison de deux techniques de diversité, son principe est d'envoyer deux versions différentes du signal dans le temps via deux antennes transmetteurs.

#### **VI.5 Diversité de polarisation :**

Le principe de la diversité de polarisation c'est transmettre et recevoir simultanément le même signal sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes. Elle est considérée comme une technique alternative à la diversité spatiale. L'avantage de cette technique réside dans l'espace entre les antennes.

#### **VI.6 Diversité angulaire :**

Cette technique est grandement liée à la diversité spatiale, elle implique que lorsque les faisceaux émis par les antennes sont suffisamment séparés angulairement, il est possible que le niveau de corrélation soit assez bas pour profiter d'un degré de diversité. Cette technique est surtout utilisée pour les réseaux Internet sans-fil domestiques pour accroître la capacité en débit du réseau.[3]

***VI.7 Diversité de parcours :***

C'est une technique implicite, utilisée lorsque la largeur de la bande de signal est supérieure à la largeur de la bande cohérence du canal. C'est la technique derrière le multi parcours, où le récepteur profite de la présence de plusieurs versions du signal pour obtenir un gain en diversité.[3]

***VI.8 Diversité transformée :***

Cette technique est utilisée lorsque le canal n'est pas connu au transmetteur, le problème est alors renvoyé au processus de combinaison qui devrait connaître le canal. Dans ce type, la diversité spatiale est convertie en diversité temporelle ou fréquentielle avec un codage à l'émission.[2]

***VII Conclusion :***

Nous avons présentées dans ce chapitre quelques généralités sur la transmission sans fil. Nous avons détaillé les canaux de transmission, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications radio-mobile.

Les modèles déterministes et stochastiques nécessitent de décrire avec précision la géométrie de l'environnement de propagation et la corrélation du canal par l'intermédiaire de la matrice de corrélation ou de covariance.

Pour combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces c'est les techniques de diversité avec tous ces types.

*Chapitre II :*  
*Téchnique de modulation multi-*  
*porteuse : OFDM*

## **I Introduction :**

L'origine de l'OFDM est un développement de la FDM depuis les années 1950. L'OFDM est une technique de modulation numérique qui joue sur l'efficacité et la rentabilité de transmission dans le canal radio mobile pour un environnement multi-trajets. L'OFDM transmet les données en utilisant un grand nombre de porteuses pour une bande étroite. L'espace de fréquence et de synchronisation de la porteuse est choisi de telle sorte que les porteuses sont orthogonales pour éviter les interférences. Pour l'implémentation de l'OFDM on utilise la FFT (Fast Fourier Transform), qui est la base de cette technique. La première utilisation de l'OFDM est en 1980 dans les systèmes DAB (Digital Audio Broad casting), et DVB (Digital Vidéo Broad casting). Pour ces deux derniers systèmes il y a une seule direction de la station de base vers les utilisateurs.

Notre but est l'utilisation de l'OFDM dans les réseaux de communication sans fil pour des applications multi utilisateurs. Ces applications inclus dans les réseaux WLAN (Wireless Local Area Network), WLL (Wireless Local Loop) et le téléphone mobile de la 4G. Pour lequel nous avons étudié les performances de cette technique en fonction de l'effet trajet multiple et rapport signal sur bruit.

## **II Principe de l'OFDM :**

Le principe de l'OFDM est de transmettre les informations sur plusieurs porteuses orthogonales entre elles, ainsi le spectre du signal présente une occupation optimale de la bande allouée. L'OFDM découpe le canal en cellule selon les axes du temps et des fréquences. A chaque cellule fréquence/temps est attribuée une porteuse dédiée. L'information à transmettre est répartie sur l'ensemble de ces porteuses, modulée chacune à faible débit par une modulation du type QPSK ou QAM. Un symbole OFDM comprend l'ensemble des informations contenues dans l'ensemble des porteuses à un instant  $t$ .

### **III Modulation multi porteuses :**

La modulation en sous-porteuses orthogonales, communément appelée Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), est une technique qui possède des propriétés très intéressantes pour les communications sans fil à haut débit dans des Environnements de propagation riches en multi parcours, donc sélectifs en fréquence.

L'OFDM consiste à multiplexer une suite à haut débit de symboles de données MQAM ou MPSK en plusieurs sous-canaux parallèles à débit plus faible. Ce Débit correspond alors à une fraction du débit original. Les symboles de données Présents sur chacun de ces sous-canaux sont modulés par des sous-porteuses qui sont orthogonales entre elles. En bande de base, ceci correspond à

$$S(t) = \left\{ \begin{array}{l} \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} e^{j2\pi\frac{i}{T}(t-t_s)} \\ \mathbf{0} \end{array} \quad \left. \begin{array}{l} t_s \leq t \leq t_s + T \\ t < t_s \cap t > t_s + T \end{array} \right\} \quad (\text{II.1})$$

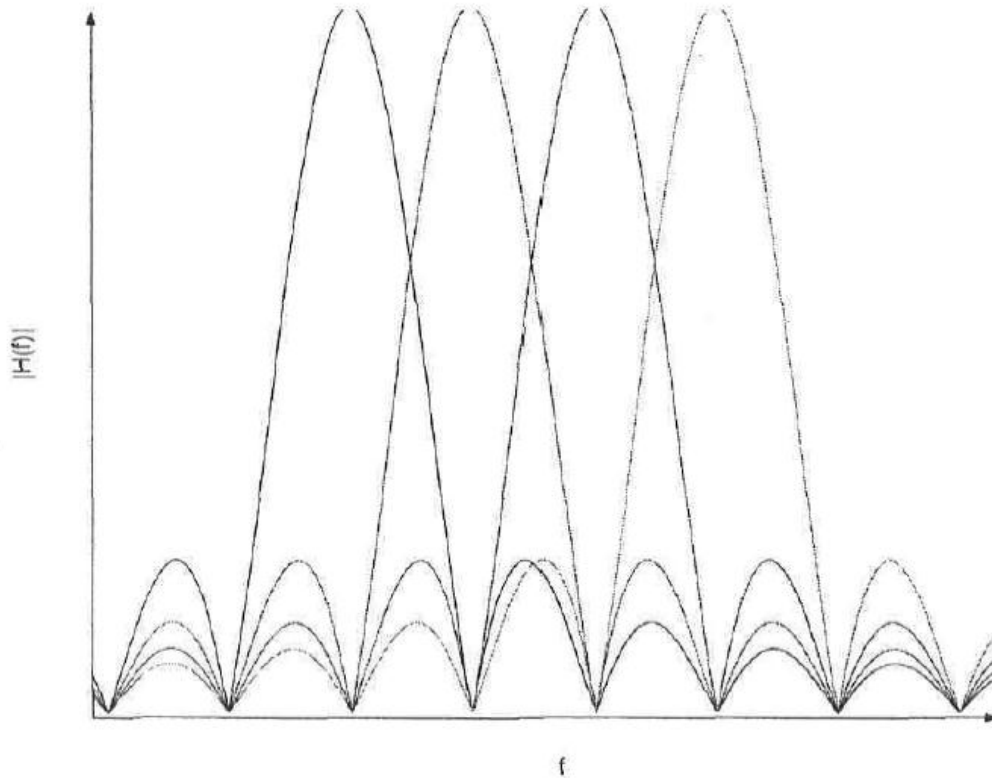
Où N correspond au nombre de sous-porteuses,  $t_s$  est le temps d'échantillonnage et T est la période d'un symbole.

L'orthogonalité des sous-porteuses peut être constatée facilement en étudiant le spectre d'un symbole OFDM. L'équation (II.1) indique que le signal OFDM résultant est constitué par la multiplication, dans le domaine du temps, d'une fonction fenêtre rectangulaire par une exponentielle complexe. En fréquence, ceci correspond à la convolution d'un sinus cardinal (fonction fenêtre) par des impulsions de Dirac correspondant aux fréquences des sous-porteuses. Le spectre résultant est présenté à la figure (II.1). Il est alors possible de remarquer que lorsqu'une sous-porteuse atteint sa valeur maximale, toutes les autres sous-porteuses ont une amplitude nulle, ce qui confirme l'orthogonalité des sous-porteuses.

Si l'équation (II.1) est examinée en temps discret, l'opération de modulation en

Sous-porteuses orthogonales correspond tout simplement à la transformée de Fourier discrète inverse (IDFT) d'une suite de symboles MQAM ou MPSK :

$$S(n) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i e^{j2\pi \frac{in}{N}} \quad (\text{II. 2})$$



***Figure II.1: Spectre d'amplitude de 4 sous-porteuses orthogonales.***

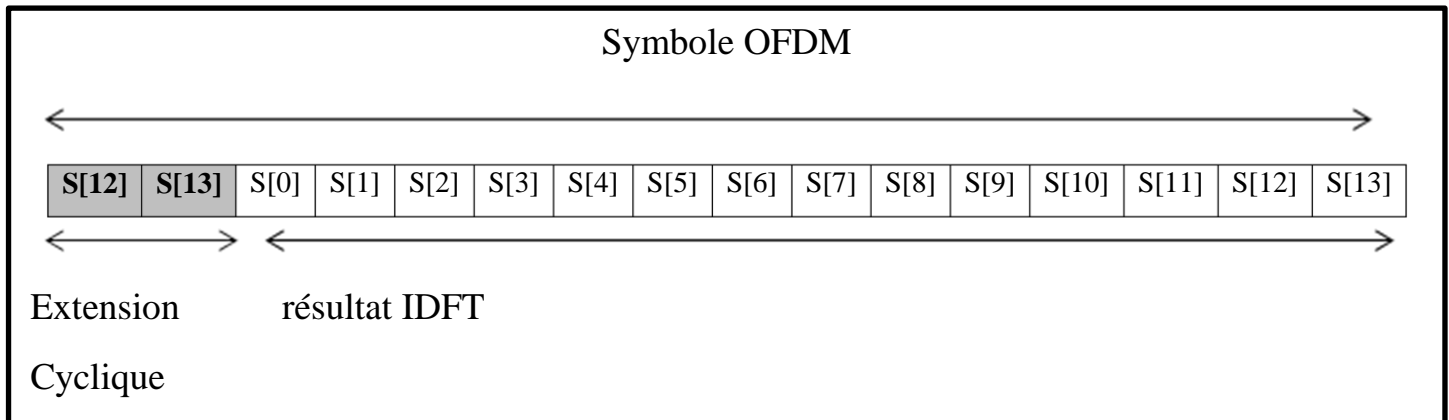
Au récepteur, la démodulation des sous-porteuses orthogonales se fait en appliquant l'opération inverse de la IDFT, soit la transformée de Fourier discrète DFT.

Du point de vue de l'implantation pratique, ceci est très intéressant puisque les opérations de IDFT et de DFT peuvent s'implanter de façon efficace en utilisant les algorithmes de transformée de Fourier rapide IFFT et FFT. Ces algorithmes permettent donc de passer d'un nombre de multiplications proportionnel à  $N^2$  vers un nombre de multiplications proportionnel à  $\frac{N}{2} \log_2(N)$ , ce qui est très intéressant d'un point de vue matériel.

Afin de contrer efficacement les évanouissements multi parcours, les systèmes OFDM pour les communications sans fil incluent une étape d'insertion d'extension cyclique. Au transmetteur, une partie des derniers symboles à la sortie de la IFFT



débutent la trame OFDM et sont ensuite suivis par le résultat complet du calcul de la IFFT. La figure (II.2) illustre ce concept.



***Figure II.2 : format d'un symbole OFDM.***

Dans le cadre d'un canal multi parcours, l'insertion de l'extension cyclique permet d'exprimer le signal reçu au récepteur comme étant le résultat de la convolution circulaire entre la réponse impulsionnelle du canal  $h[n]$  et la trame OFDM transmise  $S[n]$  :

$$\mathbf{r}(\mathbf{n}) = \mathbf{h}(\mathbf{n}) \otimes \mathbf{s}(\mathbf{n}) \quad (\text{II. 3})$$

Au récepteur, le signal  $R[k]$  à la sortie de l'opération de FFT correspond donc, grâce aux propriétés de la convolution circulaire, à :

$$\mathbf{R}[\mathbf{k}] = \text{FFT}\{\mathbf{h}[\mathbf{n}]\}\text{FFT}\{\mathbf{s}[\mathbf{n}]\} = \mathbf{H}[\mathbf{k}]\mathbf{S}[\mathbf{k}] \quad (\text{II. 4})$$

Si une modulation non-différentielle est utilisée, les signaux transmis peuvent alors être récupérés en effectuant une division complexe, sur chacune des sous-porteuses, par la transformée de Fourier rapide de la réponse impulsionnelle du canal :

$$\mathbf{S}[\mathbf{k}] = \frac{\mathbf{R}[\mathbf{k}]}{\text{FFT}\{\mathbf{h}[\mathbf{n}]\}} = \frac{\mathbf{R}[\mathbf{k}]}{\mathbf{H}[\mathbf{k}]} \quad (\text{II. 5})$$

Ce qui correspond à une étape d'égalisation de type "Zéro-forcing". Un système multi porteuses OFDM permet donc d'utiliser une égalisation dont la complexité est inférieure par rapport aux algorithmes d'égalisation pour systèmes à porteuse unique.

## Chapitre II : Technique de modulation multi-porteuse : OFDM

La figure (II.3) montre les composants de base d'un émetteur OFDM, tandis que la figure (II.4) montre les composants typiques d'un récepteur OFDM.

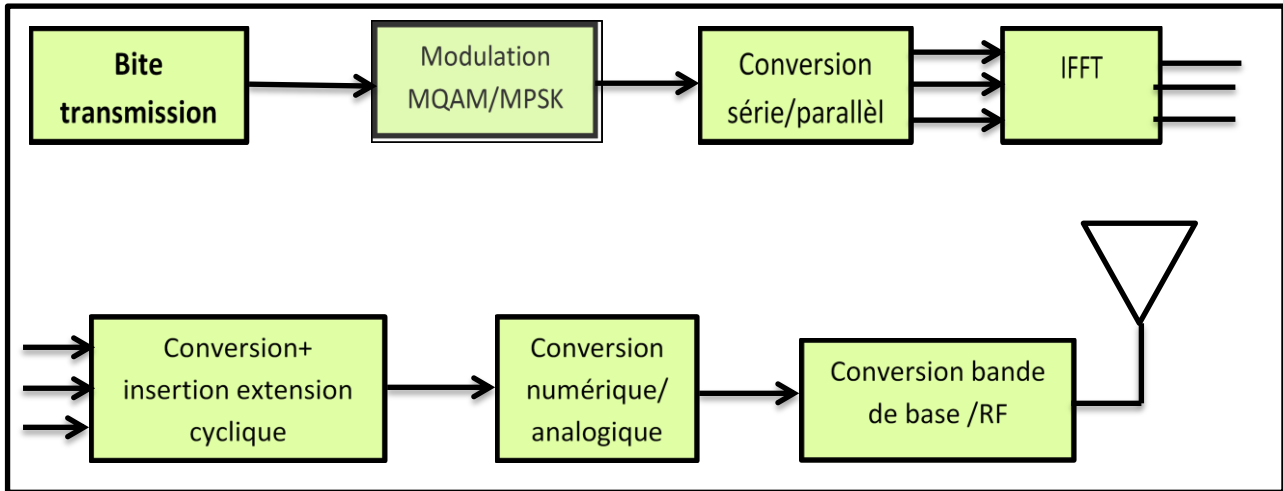


Figure II.3 : Emetteur OFDM standard

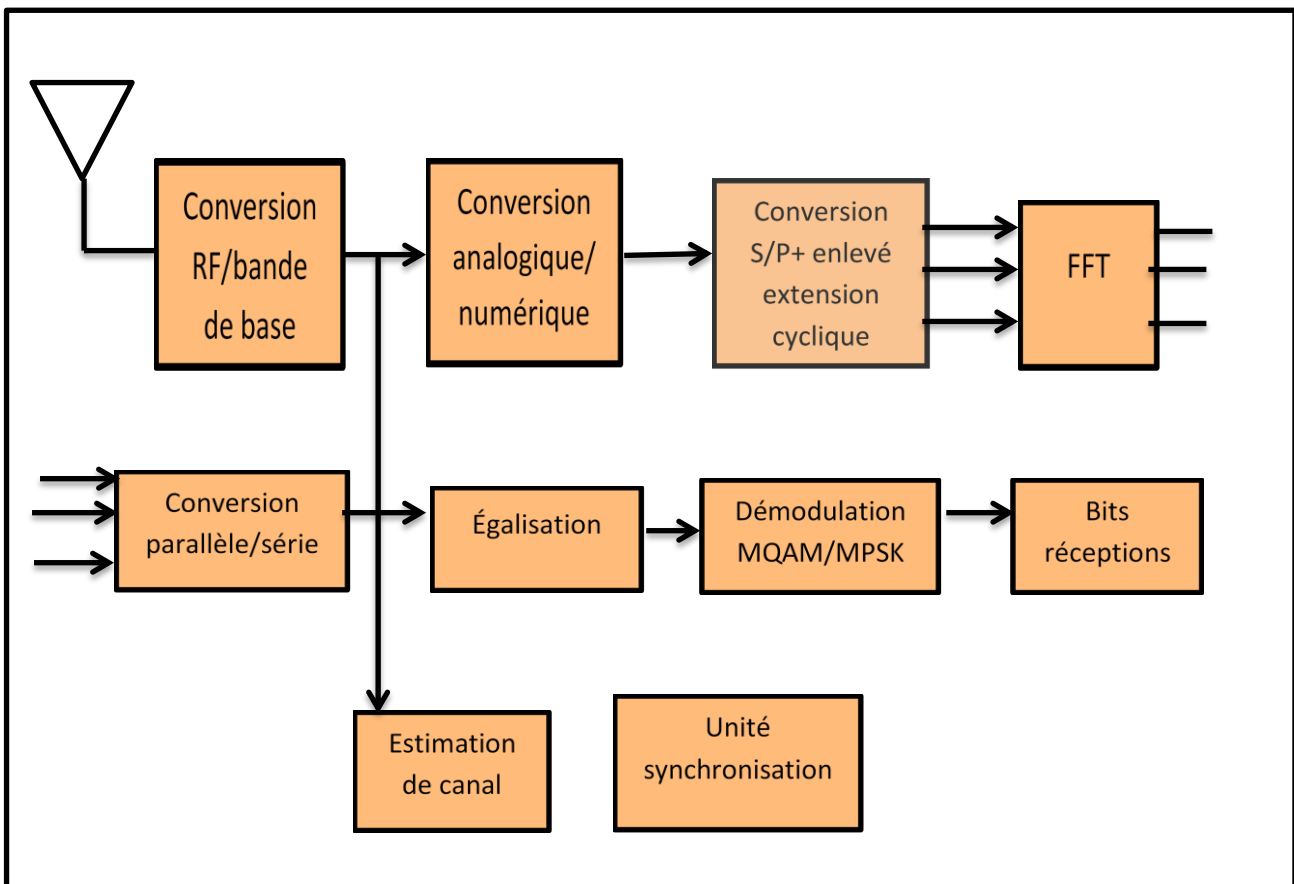


Figure II.4 : Récepteur OFDM standard.

Il est important de noter que le développement discuté précédemment est valide seulement dans deux conditions. Premièrement, la durée de l'extension cyclique doit être plus grande que le plus grand délai multi parcours majeur, sans quoi il y aura perte d'orthogonalité entre les porteuses et diminution de la performance. De plus, l'égalisation donnera de bonnes performances seulement si la durée de la réponse impulsionnelle du canal peut être considérée comme quasi-constante sur la durée du symbole OFDM.

Il est aussi important de noter que l'OFDM est une technique de modulation dont les performances sont très sensibles aux erreurs de synchronisation en fréquence. En effet, des erreurs de synchronisation détruisent l'orthogonalité des sous-porteuses, ce qui peut résulter en des performances grandement inférieures aux performances obtenues avec une synchronisation parfaite.

Finalement, l'insertion d'une extension cyclique implique une perte en bande passante. Typiquement, la durée de l'extension cyclique se situe entre 1/4 et 1/10 du nombre de sous-porteuses. Ceci implique des pertes de bande passante allant respectivement de 20% à 9%.

### **IV Avantages et inconvénients de l'OFDM :**

Les avantages de l'OFDM sont nombreux :

- ◆ L'utilisation de la bande de fréquence allouée est optimale par orthogonalisation des porteuses.
- ◆ La modulation est basée sur un algorithme bien connu et peu complexe : la FFT.
- ◆ Un codage et entrelacement adapté permettent d'améliorer la qualité de la transmission des données
- ◆ L'OFDM permet une égalisation simple grâce à l'ajout du « préfixe cyclique » ou « zéro padding », même en présence de canaux multi trajet denses.

L'OFDM possède néanmoins des inconvénients importants :

- ◆ L'orthogonalité des sous-porteuses est l'élément clef de la modulation OFDM. Le bruit de phase entre les oscillateurs locaux de l'émetteur et de

récepteur implique une perte d'orthogonalité entre sous porteuses et une dégradation des performances du système.

- ◆ si le récepteurs OFDM est mal synchronisé temporelle, un phénomène d'interférences entre symboles OFDM peut intervenir dégradant considérablement les performances du système globale.

### **V Conclusion :**

L'OFDM est utilisée pour la transmission à haut débit sur des fréquences radioélectriques dans des environnements à parcours multiples. L'information est répartie en petits blocs de données qui sont chacun affectés à des porteurs orthogonaux.

L'avantage de ce processus est de pouvoir récupérer l'information transmise même si plusieurs échos ont affectés la transmission radioélectrique. Cette technique de modulation peut être adoptée par les systèmes de communication sans fils de quatrième génération offrant aux utilisateurs des services supplémentaires de type multimédia asymétriques.

*Chapitre III :*  
*Antennes intelligentes dans les systèmes*  
*de communication mobile*

## I Introduction :

Les systèmes de radiocommunications actuels sont déployés avec des antennes classiques (*omnidirectionnelles, sectorielles, ...*). La répartition spatiale de l'énergie rayonnée par l'antenne de la station de base est habituellement fixée à la fabrication et ne peut pas être modifiée en cours d'utilisation. Ceci entraîne de nombreux inconvénients comme la limitation du nombre d'utilisateurs, la qualité des communications et la restriction de la portée de la station de base.

Les diagrammes sont déterminés avec précaution de telle sorte que la couverture soit optimale. Cependant, ces diagrammes sont figés et ne peuvent donc pas s'adapter aux conditions de propagation (*influence des obstacles, trajets multiples ...*). Une station de base équipée d'une antenne dont on peut adapter la répartition de l'énergie rayonnée en fonction des besoins de l'environnement peut palier à la plupart de ces limitations. Cette antenne est plus communément appelée « *antenne intelligente* ».

Les antennes intelligentes, basées sur des réseaux d'antennes (*linéaire, planaire, circulaire, ...*), peuvent combiner de manière dynamique les différents signaux et optimiser les bilans de liaison. Celui-ci peut être orienté dans des directions privilégiées pour suivre un mobile tout le long de la communication. L'opération est effectuée grâce aux antennes réseaux et à des techniques de traitement du signal dédiées (*calcul d'angle d'arrivée, de pondérations, ...*) qui permettent à l'antenne de se focaliser sur un utilisateur donné tout en minimisant l'impact des trajets multiples, du bruit et des interférences qui sont responsables de la dégradation de la qualité des signaux.

Il existe deux types de système d'antennes intelligentes, le système à faisceaux commutés où répartiteurs de faisceaux et le système adaptatif. Le principal bénéfice d'un tel système est l'augmentation de la capacité utilisatrice du **système cellulaire**. En effet, la possibilité **d'orienter le faisceau** d'une antenne, sans avoir recours à un quelconque mécanisme de rotation, ajouté à la possibilité d'obtenir un ou plusieurs faisceaux ayant un **gain** important et une **ouverture à mi-puissance** étroite, permet d'effectuer une **vaste couverture** et de suivre les déplacements d'un utilisateur à l'intérieur d'une même cellule.

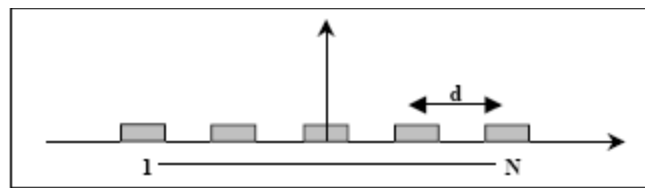
L'objectif de ce troisième chapitre est de présenter brièvement, les antennes réseaux et les concepts liés aux systèmes des antennes intelligentes. Un survol sur les différentes techniques utilisées dans le domaine de formation de voies sera présenté.

## **II Réseaux d'antennes :**

### **II.1 Définition :**

Un réseau d'antennes est un ensemble d'antennes séparées et alimentées de façon synchrone. C'est-à-dire que le **déphasage** du courant entre chaque paire d'antennes est fixe. Nous verrons plus loin qu'un réseau peut comporter des éléments non alimentés directement par une source (éléments parasites) mais qui sont alimentés par le champ produit par le reste des éléments (c'est le cas des antennes Yagi-Uda). Le champ électromagnétique produit par un réseau d'antennes est la somme vectorielle des champs produits par chacun des éléments. En choisissant convenablement l'espacement entre les éléments et la phase du courant qui circule dans chacun, on peut modifier la directivité du réseau grâce à l'interférence constructive dans certaines directions et à l'interférence destructive dans d'autres directions.

Les différents réseaux d'antennes sont : réseaux linéaires, réseaux planaires et réseaux circulaires. Ce qui nous intéresse dans notre étude c'est les réseaux d'antennes linéaires.

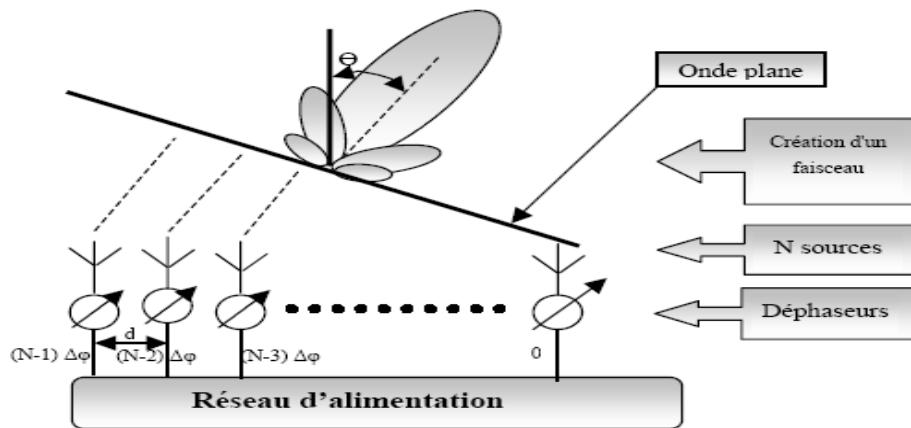


**Figure III.1 : Représentation d'un réseau linéaire.**

### **II.2 Réseau linéaire à gradient de phase :**

Un réseau linéaire uniforme est la géométrie le plus fréquemment utilisée dans la conception des antennes réseaux. La Figure (III.2) représente un réseau formé de N antennes alignées et séparées par une distance d (distances entre deux éléments).

Les éléments sont excités uniformément avec un gradient de phase progressive  $\Delta\varphi$ .



*Figure III.2 : Schéma représentatif d'un réseau linéaire.*

Le champ total en module s'écrit alors :

$$|E_t| = \frac{E_0 I_0}{r} \frac{\sin\left(\frac{N\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \quad \text{avec } \Psi = kd \cos\theta + \Delta\varphi \quad (\text{III.1})$$

Le facteur Réseau :

$$F = \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \quad (\text{III.2})$$

Donc

$$E(\text{total}) = [E(\text{un élément})] \times [\text{Facteur réseau}]$$

Le maximum de rayonnement peut être orienté suivant la valeur  $\Delta\varphi$ .

La direction de rayonnement maximale est donnée par :

$$\cos \theta_0 = -\frac{\lambda \Delta\varphi}{2\pi d} \quad (\text{III.3})$$

Le faisceau s'incline toujours du côté où les phases retardent. La variation de  $\Delta\varphi$  entraîne celle de  $\theta_0$  : C'est le principe des antennes à balayage électronique.



### **III Antennes intelligentes :**

Les systèmes à antennes adaptatives ou intelligentes (*smart antennas*) entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières décennies. Ils bénéficient des interactions croissantes entre l'électromagnétisme et le traitement de signal. L'intérêt de ces systèmes est la réaction automatique de leur capacité, en temps réel, à des modifications du canal de propagation. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile.

Habituellement, ces systèmes reposent sur un réseau antennes et sur un processeur récepteur adaptatif en temps réel qui attribue des poids aux éléments afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis.

Un réseau d'antennes adaptatives peut donc être défini comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres grâce à une boucle à retour de décision interne pendant le fonctionnement de l'antenne.

Dans les systèmes d'antennes traditionnels, chaque émetteur envoie son signal de façon très large principalement à cause du fait que la position du récepteur est inconnue.

Ce type de transmission pollue l'environnement électromagnétique en augmentant le niveau d'interférence global par une émission de puissance dans des directions inutiles.

A contrario, les systèmes à antennes intelligentes déterminent la localisation du mobile pour se focaliser et émettre l'énergie uniquement dans les directions souhaitées.

#### **III.1 Récepteur d'antenne intelligente :**

La Figure (III.3) représente schématiquement les éléments de la partie réceptrice d'antenne intelligente.

Le réseau d'antennes contient  $M$  éléments. Les  $M$  signaux sont combinés dans un signal unique, qui est l'entrée aux restes des récepteurs (décodeur de canal, ..., etc).

### Chapitre III : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

La Figure montre aussi que la partie réceptrice d'antennes intelligentes se compose de quatre unités. En plus des antennes elles-mêmes ; elle contient une unité radio, unité de formation de faisceau et une unité de traitement de signal.

L'unité radio se compose des chaînes de conversion pour les liaisons descendantes et des convertisseurs complexes analogique/numérique (A/N). Il doit y avoir M chaînes de conversion, une pour chaque élément.

L'unité de traitement de signal est basée sur le signal reçu, elle calcule le vecteur de pondérations complexes :  $[w_1, \dots, w_M]$  avec lesquels le signal reçu de chacun des éléments sera multiplier. Ce vecteur de pondérations génère le diagramme de rayonnement d'antennes dans la direction de la liaison montante.

Le vecteur de pondérations peut être optimisé par deux critères : le maximum du signal reçu de l'utilisateur désiré (*antennes à faisceaux commuté*) ou le maximum de SINR par la suppression du signal des sources d'interférences (*antennes adaptatives*).

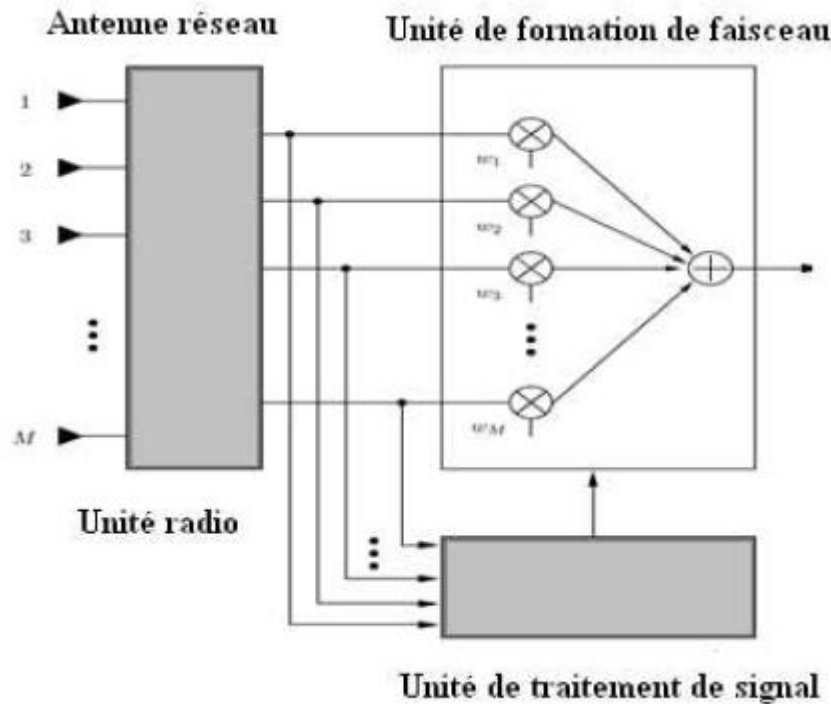


Figure III.3 : Antenne intelligente réceptrice.

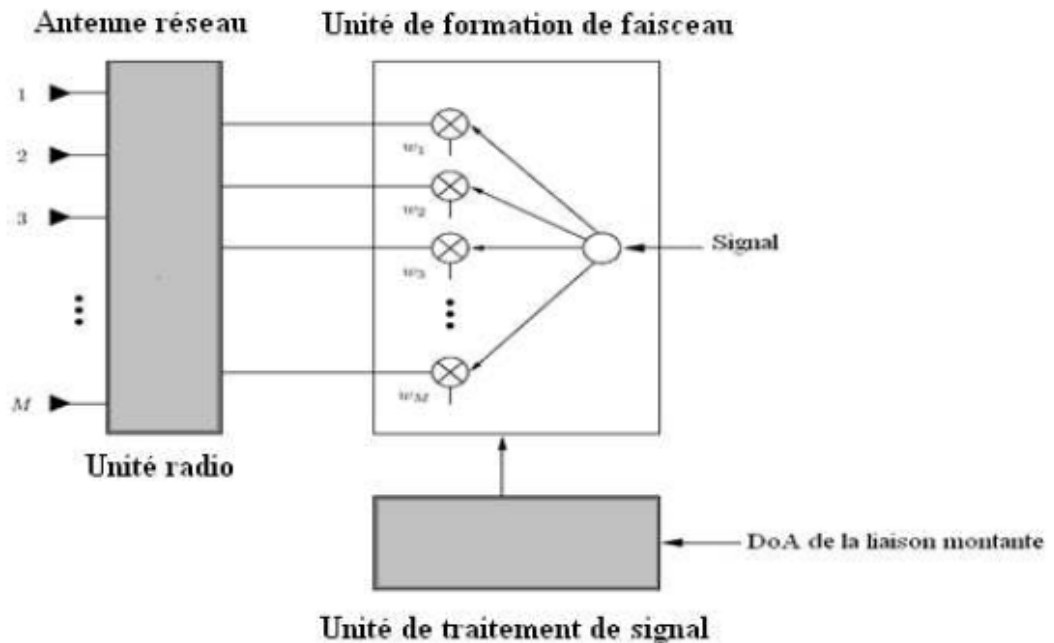
### III.2 Émetteur d'antenne intelligente :

La partie d'antenne intelligente émettrice est schématiquement très semblable à la partie réceptrice, une illustration est montrée dans la Figure (III.4).

Le signal est subdivisé en  $M$  branches, qui sont multipliés par le vecteur de pondérations complexes  $[w_1, \dots, w_M]$  dans l'unité de formation de faisceau. Ces derniers décident la direction du diagramme de rayonnement dans la liaison descendante, sont calculés en avant par l'unité de traitement de signal.

L'unité radio se compose des convertisseurs N/A et des chaînes de communication montantes.

Dans la pratique, quelques composants, tels que les antennes et le DSP seront identiques à la réception.



*Figure III.4: Antenne intelligente émettrice.*

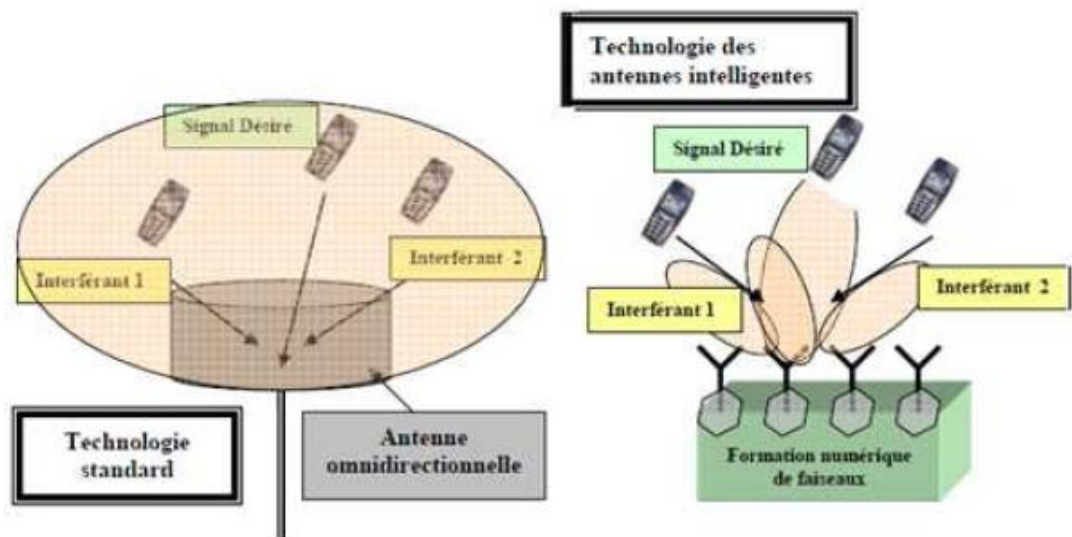
### III.3 Concept d'antennes intelligentes :

Les antennes intelligentes semblent être une voie prometteuse pour accroître la capacité des systèmes de transmission. L'idée consiste à utiliser la dimension spatiale des capteurs. La Figure (III.5) illustre ce procédé.

Le principe de fonctionnement peut se résumer aux étapes suivantes :

### Chapitre III : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

- ❖ La station de base intelligente focalise sur un signal en particulier plutôt de capter les signaux provenant de toutes les directions.
- ❖ Former des faisceaux d'énergie orientés vers un usager particulier sans avoir à connaître l'emplacement de cet usager. Cela serait comparable à un dispositif de poursuite, une sorte de signature spatiale. C'est comme doter chaque téléphone cellulaire de sa propre liaison sans fil.
- ❖ Il faut moins d'énergie pour focaliser un signal sur 20 degrés qu'il en faut pour l'orienter sur 360 degrés. Donc, en ajoutant un éventail d'antennes et ayant recours à un mode perfectionné de traitement numérique des signaux, on peut créer les antennes intelligentes.



**Figure III.5: Le principe de base d'une antenne intelligente.**

La technologie des antennes intelligentes permettra deux choses :

- ❖ L'augmentation du nombre d'utilisateurs que pourra desservir un système cellulaire donné.
- ❖ L'accroissement de l'éventail des services offerts par le système cellulaire.

En faisant circuler l'énergie directement entre la station et le téléphone cellulaire de l'utilisateur on produit :

- Une réduction des bruits ambiants.
- Une élimination des interférences provenant d'autres utilisateurs et obstacles.

Cette amélioration de qualité et l'augmentation du nombre d'utilisateurs et de services sont des atouts pour les futurs systèmes sans fils.

#### **IV Avantage des antennes intelligentes :**

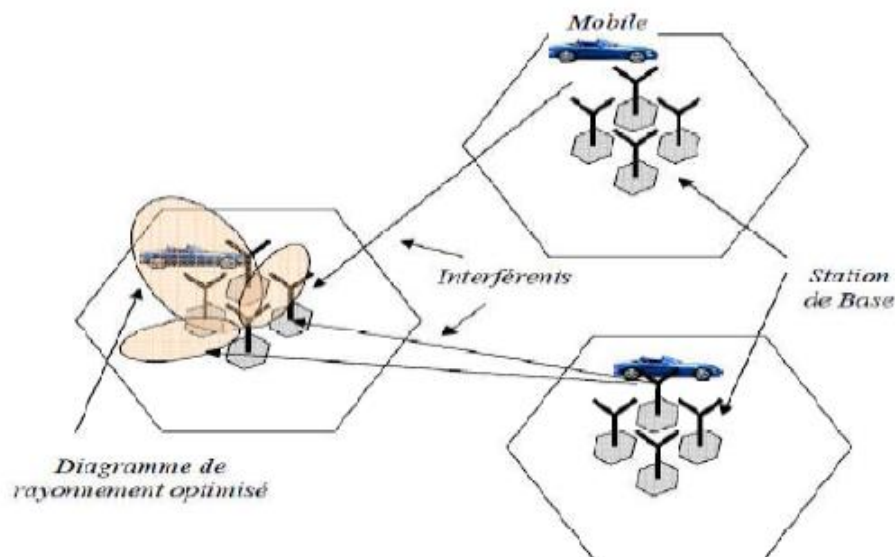
La caractéristique principale des antennes intelligentes est le pouvoir d'élimination des interférences pour les applications radio-mobiles ce qui donne un meilleur rapport signal sur bruit, donc une augmentation de la capacité en nombre d'utilisateurs.

Les prochaines générations des systèmes de communications sans fils devront supporter un trafic de plus en plus important. Supporter des services à haute qualité sur des canaux dont le spectre est limité, implique qu'une augmentation de la capacité par rapport aux systèmes actuels est nécessaire. Pour atteindre ces objectifs plusieurs techniques et approches sont envisageables.

Les techniques d'accès multiple, les modulations à un grand nombre d'états et le découpage en cellule (cell splitting) sont les techniques les plus utilisées. Une autre solution envisagée, est de mettre en œuvre les antennes intelligentes.

##### **IV.1 Réduction de la taille du motif (RTM) :**

Dans un système cellulaire, une station de base (BTS) est associée une zone de couverture, appelée cellule. Il est possible de réutiliser le même canal de communication (par canal on entend une bande de fréquences, un temps slot ou un code unique en CDMA) dans une autre cellule suffisamment éloignée de telle sorte que l'interférence co-canal soit négligeable.



**Figure III.6: Principe de la technique RTM.**

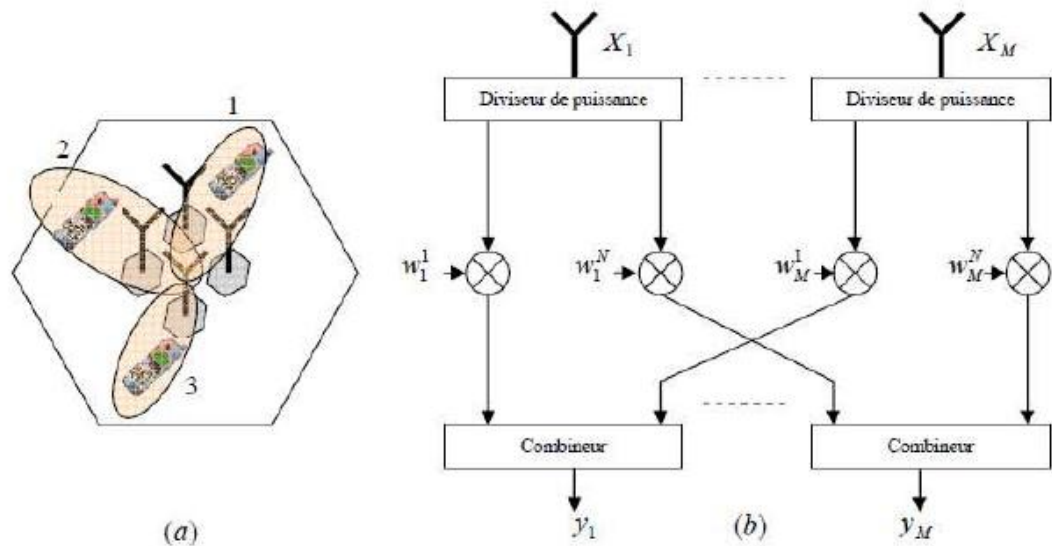
**IV.2 Accès Multiple par Répartition Spatiale, AMRS (SDMA, Space Division Multiple Access) :**

La technique SDMA repose sur le partage de l'espace en plusieurs régions (par techniques de traitement d'antenne) permettant d'obtenir un partage spatial du spectre. Cette technique découle directement du concept d'antenne intelligente.

Elle peut être utilisée avec toutes les méthodes d'accès conventionnelles (FDMA, TDMA et CDMA).

Les modifications nécessaires sont limitées aux stations de base et ne concernent pas les mobiles, ce qui permet l'introduction de SDMA dans les systèmes existants.

La technique SDMA peut être considérée comme une technique de filtrage spécial obtenu en utilisant, au niveau de la BS, une antenne adaptative



**Figure III.7: Principe de la technique SDMA**

(a) Faisceaux formés - (b) Structure du réseau (BTS).

**V Type des antennes intelligentes :**

Les systèmes d'antenne intelligente sont classifiés sur la base de leurs stratégie de transmission, donc deux types seront présenter :

- ❖ Antennes à faisceaux commutés (*Switched Beam Antennas*) ;
- ❖ Antennes adaptatives (*Adaptive Arrays Antenna*).

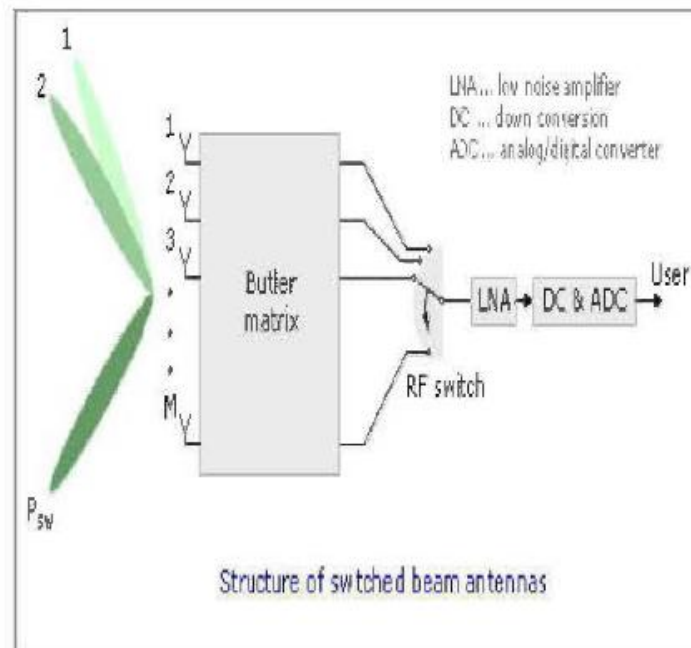
**V.1 Systèmes à faisceaux commutés (SBA) :**

Les antennes à faisceaux commutés sont des antennes directrices déployées aux stations de base d'une cellule. Elles ont uniquement une fonction de commutation de base entre les antennes directionnelles séparées ou des faisceaux prédéfinis d'un réseau.

Ce système donne les meilleures performances, habituellement en termes de puissance reçue. Les sorties des divers éléments sont prélevées périodiquement pour établir ce qui a le meilleur faisceau de réception. En raison de la directivité plus élevée comparée à une antenne conventionnelle, un certain gain est réalisé.

Le réseau à faisceaux commuté est relativement simple à mettre en application que les réseaux adaptatifs sophistiqués, mais il donne une amélioration limitée, exigeant seulement un réseau d'alimentation de sources (*Network Beamforming*), un commutateur RF, et une commande logique pour choisir un faisceau spécifique.

L'inconvénient important de ces systèmes est dû au fait que le système est incapable de distinguer un signal utile des signaux interférents, dans ce cas, la qualité de la communication subira une dégradation.



***Figure III.8 : Antenne intelligente à faisceau commuté***

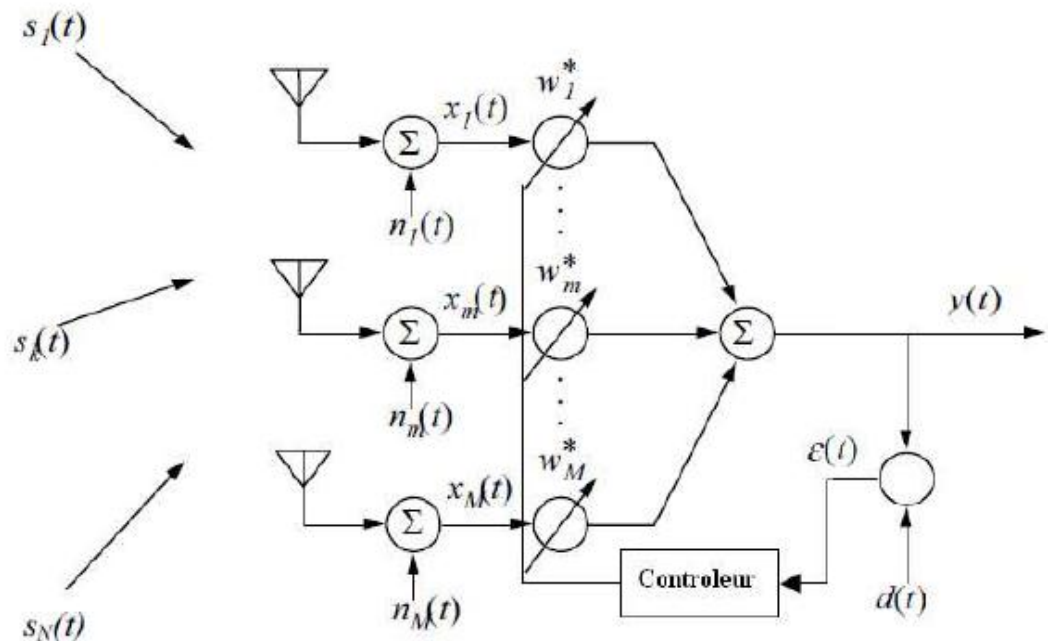


### V.2 Antennes adaptatives :

Un réseau d'antennes adaptatives est un ensemble d'éléments d'antenne qui s'adapte constamment à l'environnement radio au fur et à mesure de ses changements. Chaque antenne de réseau est associée à un coefficient de pondérations qui est mis à jour de manière adaptative, de sorte que son gain dans une direction particulière soit maximisé, tandis que dans une direction correspondant aux signaux interférences est réduit au minimum.

Grâce à la capacité de poursuite précise et de rejet d'interférence, plusieurs utilisateurs peuvent se partager le même canal à l'intérieur de la même cellule.

En d'autres termes, elles changent leurs rayonnements d'antenne ou modèle de réception dynamiquement pour s'ajuster avec les variations de bruit et d'interférence dans le canal, afin d'améliorer le SNR du signal désiré. Ce procédé est également connu comme « *adaptatif beamforming* ».



**Figure III.9 : Réseau d'antenne adaptative.**

Pour trouver le vecteur de pondérations optimales, nous devons minimiser l'erreur moyenne  $\mathcal{E}(t)$  entre la sortie de réseau  $y(t)$  et le signal de référence  $d(t)$ .

Les systèmes mobiles conventionnels utilisent habituellement une certaine sorte de diversité d'antenne (diversité par exemple de l'espace, de polarisation ou d'angle).



La sortie du réseau s'écrit :

$$y(t) = [W_1, W_2, \dots, W_N] \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} = W^H(t) \cdot X(t) \quad (\text{III. 4})$$

Où  $x_i(t)$  désigne le signal reçu par la  $i$ -ème antenne. Si nous supposons que le premier élément de réseau est la référence de phase, le déphasage relatif du signal reçu au  $n$ ème élément est :

$$\varphi_n = \left[ 2 \cdot \pi \cdot d \cdot \frac{n-1}{\lambda} \right] \cdot \sin\theta_s \quad (\text{III. 5})$$

Nous désignons par  $\theta_s$  la direction du signal incident et « e » le diagramme élémentaire. Alors le signal sur le  $n$ ème élément est :

$$x_n(t) = e \cdot \exp j(\omega \cdot t + \varphi_n) \quad (\text{III. 6})$$

Des équations III.4, III.5 et III.6, nous obtenons :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N e \cdot w_n \cdot \exp j \left[ \omega \cdot t + \left( 2 \cdot \pi \cdot \frac{d(n-1)}{\lambda} \right) \sin\theta_s \right] \quad (\text{III. 7})$$

La structure de l'unité de contrôle dépend de l'information que l'on connaît a priori ou que l'on peut estimer au niveau de la station de base.

Cette information inclut le type de modulation, le nombre de trajets séparables et leurs angles d'arrivés, la présence ou non d'une séquence d'apprentissage et la complexité de l'environnement de propagation.

## **VI Formation de voies et annulation d'interférents :**

Cette technique est basée sur la connaissance des directions d'incidence des différentes sources.

Dans le cas de liaisons fixes, celles-ci peuvent être connues a priori en fonction de la position des émetteurs et des récepteurs.

Dans le cas de liaisons mobiles, il est nécessaire de les estimer périodiquement pour suivre les déplacements angulaires des différentes sources.

Un réseau constitué de M antennes possède M-1 degrés de liberté. Il est donc possible de former N lobes dans les directions des sources utiles sous la contrainte de gain nul dans M-N-1 directions différentes.

Le vecteur de pondérations doit donc satisfaire le système d'équations suivant :

$$\mathbf{w}^H \cdot \mathbf{x}(\theta_i) = \mathbf{1} \quad \mathbf{i} = \mathbf{1}, \dots, \mathbf{N} \quad (\mathbf{N} \text{ lobes}) \quad (\text{III. 8})$$

$$\mathbf{w}^H \cdot \mathbf{x}(\theta_i) = \mathbf{0} \quad \mathbf{i} = \mathbf{1}, \dots, \mathbf{K} - \mathbf{1} \quad (\mathbf{K} - \mathbf{1} \text{ Zéro}) \quad (\text{III. 9})$$

Qui, sous forme matricielle, devient :

$$\mathbf{w}^H \cdot \mathbf{X} = \mathbf{e}_1^T \quad (\text{III. 10})$$

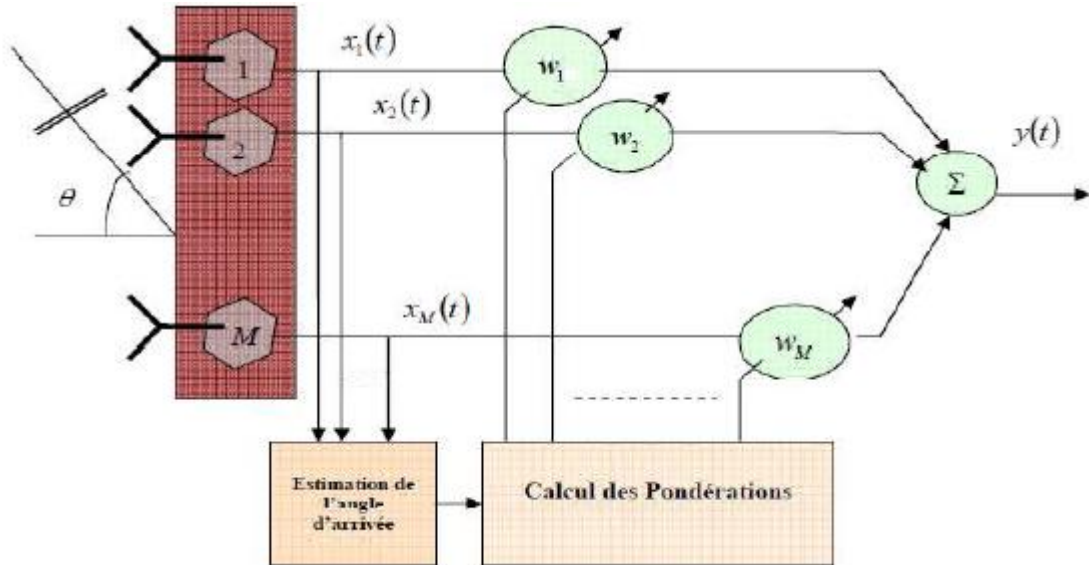
X: est la matrice dont les colonnes contiennent les vecteurs directeurs des différentes sources:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}(\theta_0), \mathbf{x}(\theta_1), \dots, \mathbf{x}(\theta_{k-1})] \quad (\text{III.11})$$

Et  $\mathbf{e}_1$  est un vecteur dont seul le premier élément est non nul :  $\mathbf{e}_1 = [1, 0, \dots, 0]^T$

La **Figure (III.10)** donne une configuration possible de ce type de traitement.

La première étape consiste à estimer les angles d'arrivés de toutes les sources. Connaissant la structure du réseau, linéaire par exemple, il est possible de former la matrice A et son inverse ou pseudo inverse. Il ne reste qu'à calculer les pondérations optimales.



*Figure III.10 : Configuration de l'antenne pour la formation de voies.*

## **VII Formation de voies optimales :**

Les pondérations optimales sont calculées sur la base d'un critère de performance que l'on peut classer en trois catégories.

La première regroupe les critères basés sur la connaissance de la (les) direction(s) d'incidence de la source utile. Contrairement à la méthode de formation de voies classique, les DoAs des interférents ne sont pas nécessaires.

La seconde catégorie suppose que le récepteur renvoie à l'unité de contrôle un signal corrélé avec le signal utile. Ce signal peut être une porteuse pure, une séquence d'apprentissage ou le code correspondant au signal utile en CDMA.

Enfin, la troisième catégorie regroupe les techniques aveugles qui utilisent la structure du signal émis (modulation, cyclo stationnarité,...).

### **VII.1 Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile :**

La stratégie est de déterminer les pondérations de telle sorte que la combinaison des sorties soit optimale selon un critère à définir.

Dans le cas des techniques basées sur les directions d'arrivée, on utilise classiquement trois critères : le critère du rapport signal sur bruit plus interférences (SINR), le critère du maximum de vraisemblance (ML : MaximumLikelihood) et le critère du minimum de variance (LCMV : Linearly Constrain MinimumVariance).

Ces trois critères conduisant à un même SINR.

### **VII.2 Technique basée sur un signal de référence :**

Si le signal utile  $s_0(t)$  est connu du récepteur, on peut choisir de minimiser l'erreur entre la sortie de l'antenne et  $s_0(t)$ .

En pratique, le récepteur ne connaît pas le signal émis sur toute la durée d'une communication mais seulement sur un laps de temps associé à une séquence d'apprentissage.

A chaque mobile est associée une séquence d'apprentissage qui est insérée dans la trame de donnée. Cette séquence peut servir au calcul des pondérations du réseau d'antennes.

### **VII.3 Algorithmes adaptatifs :**

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles.

Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle. Les algorithmes utilisés sont: [Annexe A]

- a. *Le LMS: Algorithme du gradient stochastique.*
- b. *Le DMI : Inversion directe de la matrice de convergence.*
- c. *Le RLS : Algorithme des moindres carrés récurrents.*
- d. *Le CMA : Algorithme à module constant.*
- e. *L'AG : Algorithme génétique*

## **VIII Conclusion :**

Ce troisième chapitre décrit brièvement les principaux concepts liés à notre étude.

Dans un premier temps, les antennes réseaux sont introduites. Ensuite, une présentation du concept des antennes intelligentes : structure, types, avantages et une mise au point sur les différentes méthodes actuelles de traitement d'antennes intelligentes.

Enfin nous avons décrit les différentes techniques de formations de voies.

### **Chapitre III : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile**

---

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier les antennes MIMO, ainsi que les différentes techniques qui leurs sont associées pour évaluer les performances des systèmes de transmission sans fil.

*Chapitre IV :*  
*Technologie MIMO*

## ***I Introduction :***

Les systèmes multiple input multiple output MIMO ont fait l'objet de plusieurs recherches depuis la dernière décennie du vingtième siècle. En 1984 Jack Winters du Bell Lab a présenté une étude fondamentale des limites des débits des systèmes à antennes multiples dans un environnement à trajet multiples avec évanouissement de Rayleigh.

La progression des études de systèmes MIMO a abouti à l'apparition du premier système MIMO commercial qui a été développé en 2001 par Iospan Wireless.

À partir de 2006, plusieurs sociétés telles que Broadcom et Intel ont adopté de nouvelles techniques de communication utilisant la technologie MIMO appliquée aux réseaux LAN. Le nouveau standard porte la dénomination IEEE 802.11n.

La technologie MIMO a permis d'atteindre des capacités de canal et d'accroître le débit et la robustesse des systèmes, et ce, en gardant la même bande de fréquence que le système original est d'intégrer la dimension spatiale. Plusieurs axes de recherche se sont développés autour de systèmes multi-antennes.

Ces axes couvrent les systèmes MIMO à accès multiples, les réseaux Ad-Hoc, le MIMO coopératif ainsi que les réseaux de capteurs sans fils.

## ***II Présentation des systèmes multi-antennes :***

Le potentiel de la dimension spatiale est apparu dès les débuts des transmissions radio, où les éléments directifs servaient à concentrer l'énergie dans la direction de l'émetteur ou du récepteur, permettant par filtrage spatial, d'abaisser la puissance d'émission et de minimiser l'impact des signaux interférents.

L'emploi d'antennes directives a par la suite été supplanté par l'apparition des réseaux d'antennes adaptatifs, connus sous le nom d'antennes intelligentes (smart antennas), capables d'ajuster dynamiquement leur diagramme de rayonnement aux conditions de propagation.

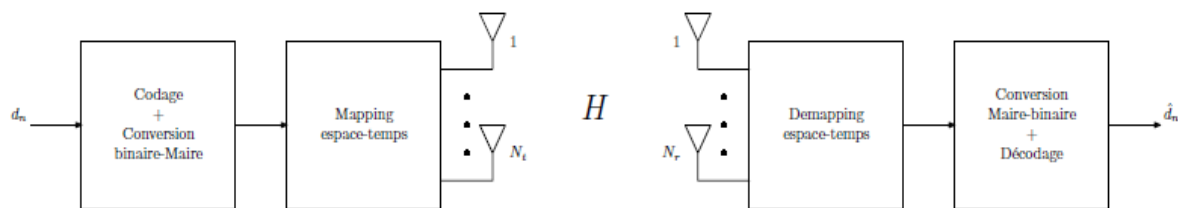
Un autre avantage de la dimension spatiale apparaît lorsque la distance inter-éléments est suffisamment grande, le détecteur dispose alors de plusieurs copies

indépendantes d'un même signal qu'il peut combiner afin de diminuer le risque d'erreur; une diversité spatiale de réception est alors exploitée.

Le concept MIMO prend réellement son essor dans le courant de l'année 1996 grâce au démonstrateur BLAST élaboré au sein des Bell Labs et permet d'obtenir des efficacités spectrales de l'ordre de 40bit/s/Hz avec 8 éléments d'émissions et de réceptions.

Il existe différents types de systèmes multi-antennaires, les systèmes SIMO (une antenne à l'émission, plusieurs antennes en réception), les systèmes MISO (plusieurs antennes à l'émission, une antenne en réception) et les systèmes MIMO.

Le premier système multi-antennaires (MISO) a été réalisé par Marconi en 1901 afin d'accroître le gain de transmission pour une communication trans-atlantique. Ainsi il put émettre le signal Morse de la lettre .S. sur une distance de 3425km entre Poldu (Angleterre) et St. John (Terre-Neuve).



**Figure IV.1 : Architecture MIMO générique**

Un système MIMO peut se représenter sous la forme simplifiée du schéma (IV.1) Les données binaires d'information  $d_k$  alimentent un bloc de transmission comprenant les fonctions de codage de canal, d'entrelacement, de conversion binaire-Maire et enfin un organe que nous appellerons mapper espace-temps dont le but est d'assigner à chaque antenne les différents symboles.

Cette assignation peut se faire avec ajout de redondance on parlera alors de codage espace-temps ou bien sans aucune redondance, les données sont alors multiplexées spatialement.

Cette assignation spatio-temporelle peut être éventuellement complétée par une pondération suivant l'antenne considérée ou bien par un précodage linéaire spatio-temporel.



En réceptions, le signal émis est capté simultanément par plusieurs antennes. Un traitement spécifique est alors mis en œuvre pour retrouver le symbole émis à partir des différentes séquences reçues pour chaque antenne.

En plus des opérations classiques de conversion Mère-binaire, désentrelacèrent et décodage de canal, le récepteur comprend un égaliseur (ou détecteur) espace-temps exploitant en général la connaissance du canal (CSI) et dont la structure et la complexité varient suivant l'application et la technique d'émissions considérées.

### **III Concept et capacité des canaux MIMO :**

La capacité des systèmes MIMO est un sujet d'actualité dans la littérature, dont nous ne présentons ici que le minimum pour montrer l'intérêt des transmissions MIMO.

Afin de pouvoir comparer les différentes capacités que nous allons voir, la puissance totale moyenne émise  $p_T$  reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, alors la puissance est répartie entre les M antennes de façon à ce que leur somme reste égale à  $p_T$ .

Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de puissance uniforme est optimale en termes de capacité (chaque antenne émet une puissance  $p_T/M$ ).

#### **III.1 Système SISO :**

C'est un système mono-antenne étant perturbé par un bruit blanc additif gaussien est donnée par :

$$C_{\text{SISO}} = \log_2(1 + \rho|h|^2) \text{ bits/s/Hz} \quad (\text{IV.1})$$

Avec  $\rho$  est le rapport signal sur bruit SRB :

$$\rho = \frac{S}{B} = \frac{P_T \cdot E(|h|^2)}{\sigma^2} \quad \text{si } E(|h|^2) = 1 \rightarrow \rho = \frac{P_T}{\sigma^2} \quad (\text{IV.2})$$

#### **III.2 Système MISO :**

C'est une technique de diversité spatiale en émission. C'est-à-dire Plusieurs antennes émettent des signaux qui sont interceptés par une seule antenne en réception.

Dans ce mode de transmission, une superposition du signal transmis simultanément par les  $N_t$  antennes émettrices est reçue.

C'est-à-dire que la puissance émise est divisée sur le nombre d'antenne:  $\left(\frac{P_T}{M}\right)$ .

Rapport signal à bruit moyen à la réception :

$$\rho = \frac{\frac{P_T}{M} \sum_i^M E(|h_i|^2)}{\sigma^2} \quad (\text{IV.3})$$

$$C = \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{M} \sum_i^M |h_i|^2 \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (\text{IV.4})$$

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

### **III.3    Système SIMO :**

C'est une technique qui utilise plusieurs antennes en réception pour lutter contre l'évanouissement dû au canal. Le signal reçu est additionné et le rapport signal sur bruit total est la somme des rapports signaux sur bruits de chacun des antennes de la réception.

$h_i$  est le gain complexe du canal entre l'antenne émettrice et la  $i$ -ème antenne réceptrice.

$$\rho_i = \frac{P_T \cdot E(h_i^2)}{\sigma_i^2} \quad (\text{IV.5})$$

Capacité d'un système SIMO :

$$C = \log_2 \left( 1 + \rho \sum_{i=1}^N |h_i|^2 \right) \quad (\text{IV.6})$$

Cette capacité croît de façon logarithmique avec le nombre d'antennes à la réception.

### **III.4    Système MIMO :**

La technologie MIMO repose sur  $M$  antennes de transmission et  $N$  antennes de réception.

Cette technique permet de contrer les effets du canal toute en améliorant la qualité des signaux en réception. Le canal MIMO est traduit par une matrice  $H$  de taille  $N \times M$  dite matrice de canal.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{h}_{11} & \mathbf{h}_{12} & \cdots & \mathbf{h}_{1M} \\ \mathbf{h}_{21} & \mathbf{h}_{22} & \cdots & \mathbf{h}_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{h}_{N1} & \mathbf{h}_{N2} & \cdots & \mathbf{h}_{NM} \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 7})$$

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

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \boldsymbol{\eta}$$

Où  $\boldsymbol{\eta}$  représente le bruit qui corrompt le signal lors de la traversée du canal.

Donc la capacité instantanée d'un canal MIMO est donnée par :

$$\mathbf{C} = \sum_{i=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{M} |\lambda_i|^2 \right) \quad (\text{IV. 8})$$

Cette capacité s'écrit aussi :

$$\mathbf{C} = \log_2 \det \left[ \mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M} \mathbf{H}\mathbf{H}^* \right] \quad (\text{IV. 9})$$

Nous définissons la capacité moyenne comme l'espérance de la capacité :

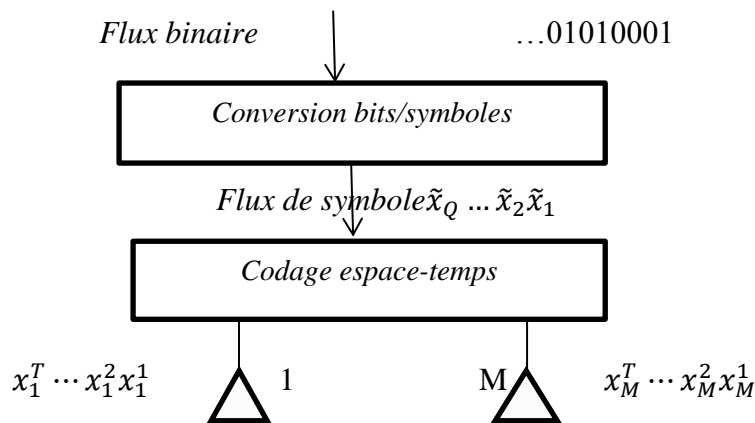
$$\mathbf{C}_{\text{moy}} = \mathbf{E}[\mathbf{C}] = \mathbf{E}[\log_2[\det(\mathbf{I}_N + \rho\mathbf{H}\mathbf{H}^*)]] \quad (\text{IV. 10})$$

- ✚ 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. 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.

#### **IV Système MIMO à base de codes spatio-temporels :**

Afin d'améliorer la qualité de la transmission, Alamouti et Tarokh ont conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité, proposant un codage et un étiquetage conjoints.

Ce codage spatio-temporel CST permet également des communications plus sûres, il consiste à ajouter de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propre au canal MIMO.



**Figure IV.2 : codage spatio-temporel**

Le flux binaire à l'entrée est converti en un flux de Q symboles, le flux de Q symboles est codée en M symboles à la sortie de l'encodeur espace-temps, chaque un des symboles est répété T fois, Test appelé la longueur du codage espace-temps.

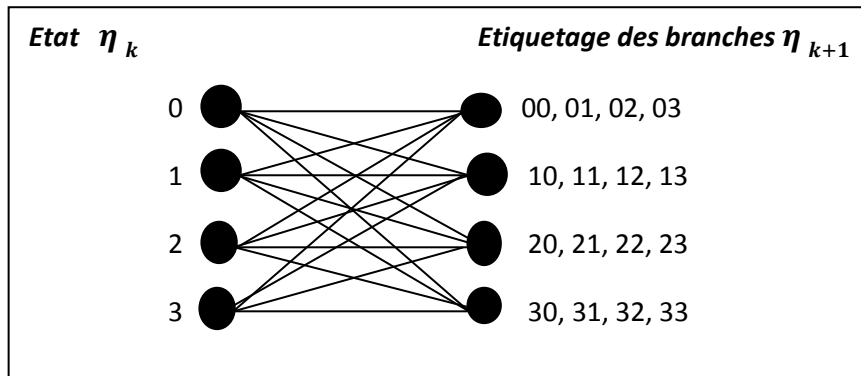
### **IV.1 Codage spatio-temporel en treillis :**

Les STTC en Treillis c'est la première famille des codes STC proposée par Tarokh pour les systèmes MISO. Ils combinent le codage de canal avec la modulation sur des antennes émettrices, et peuvent être considérés comme une extension des codes en treillis classiques au cas des antennes multiples à l'émission et à réception.

Si le code est bien construit, on peut ajouter à l'avantage de diversité un gain de codage non négligeable.

Le STTC crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (plusieurs antennes émettrices) et dans le temps (symboles consécutifs).

Le codeur est composé de M polynômes générateurs qui déterminent les symboles émise simultanément. La figure (IV.3) propose le diagramme d'un STTC à 4 états utilisant une modulation MDP-4 avec un nombre d'antennes émettrices M=2.



**Figure IV.3 : exemple de code ST en treillis à 4 états.**

On peut résumer le fonctionnement du codeur comme suit :

- $\eta_k$  représente l'état à l'instant k et par conséquent l'état suivant est  $\eta_{k+1}$ .
- L'état initial est  $\eta_k = 0$ , l'état suivant du treillis dépend des bits d'information à coder. Si les deux bits à coder sont 11, alors l'état prend la valeur décimale équivalente c.-à-d.  $\eta_{k+1} = 3$ .
- Les symboles à droite du treillis sont les codes associés à chaque doublet d'éléments binaires entrants. Dans notre cas ( $\eta_k = 1$  et  $\eta_{k+1} = 3$ ) le doublet à la sortie est 30.

Les symboles transmis par les STTC sont naturellement décorrélés grâce à la séparation physique des antennes.

La réception est basée sur l'estimation des coefficients d'évanouissements du canal est un algorithme de décodage c'est 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 peu pratiques.

### **IV.2 Codage spatio-temporel en blocs :**

Pour réduire la complexité de décodage des STTC, ALAMOUTI a proposé un schéma simple de diversité d'émission, par la suite TEROKHAN et AL ont généralisées le schéma d'ALAMOUTI à un nombre arbitraire d'antennes d'émission et de réception pour forme une nouvelle classe des codes ST : les codes ST en bloc ; sont définis comme une opération de modulation d'un bloc de symboles à la fois dans l'espace et dans le temps.

Cependant, ils n'exploitent pas la capacité des systèmes MIMO à cause de la redondance.

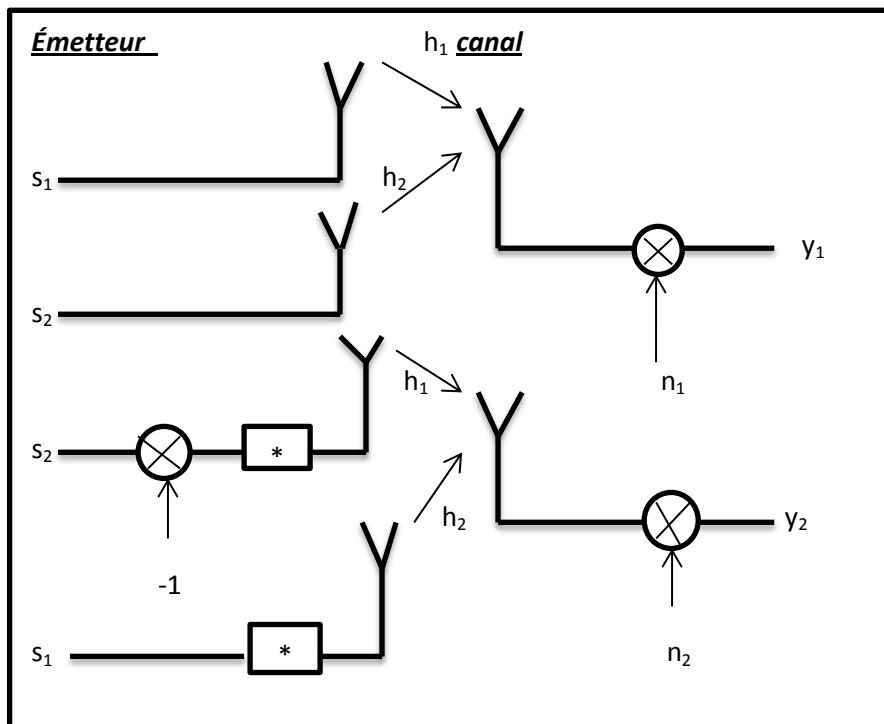
❖ **Code Alamouti :**

C'est un cas particulier des codes STB orthogonaux avec une diversité maximale et un rendement unitaire.

Ce code est optimal pour deux antennes à l'émission et une antenne à la réception (M=2 ; N=1), la figure suivante montre que :

Un mot de code s'écrit :

$$C = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \text{ Avec } s_1, s_2 \text{ deux symboles d'information}$$



**Figure IV.4 : schéma de code Alamouti.**

Le vecteur reçu s'écrit :

$$[y_1 \quad y_2] = [h_1 \quad h_2] \cdot \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} + [n_1 \quad n_2] \quad \text{(IV.10)}$$

Les signaux reçus aux instants t et t+T sont :

$$\begin{cases} y_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\ y_2 = -h_2 s_2^* + h_1 s_1^* + n_2 \end{cases} \quad \text{(IV.11)}$$

Ce système peut se mettre sous la forme équivalente :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} = Hs + N \quad (\text{IV.12})$$

Le code présente la propriété d'être orthogonal car nous avons :

$$C C^H = (\|s_1\|^2 + \|s_2\|^2) I_2 \quad (\text{IV.13})$$

Le décodage au sens du maximum de vraisemblance s'obtient simplement en multipliant le vecteur reçu par  $H^H$ .

$$\tilde{s} = H^H y = (\|h_1\|^2 + \|h_2\|^2) s + \tilde{n} \quad (\text{IV.14})$$

## **V    *Système MIMO à base de multiplexage spatial :***

Le principe de multiplexage spatial est l'organisation en espace sans redondance d'une série d'information. Le système transmet alors M fois plus de symboles utiles à chaque instant. Les antennes émettrices utilisent la même modulation et la même fréquence porteuse pour transmettre les symboles différents et indépendants sur les différentes antennes.

L'efficacité du système augmente donc en continuant à utiliser la même bande passante qu'un système classique. Les principales techniques de multiplexage spatial ont été développées par le laboratoire Bell.

On peut distinguer différents types du système MIMO par multiplexage spatial, tel que D-BLAST, H-BLAST, V-BLAST, ce type de système est réalisé dans le but d'augmenter le débit de transmission.

### **V.1    *Architecture D-BLAST :***

Cette technique est proposée par Foschini en 1998 l'intérêt de cette architecture diagonale est que les symboles sont détectés successivement par l'antenne émission par l'antenne réception.

Le flux de données est démultiplexé en M sous-flux ayant le même débit, chaque sous-flux est ensuite codé et modulé.

L'association flux/antenne est périodiquement cyclique pour ne pas transmettre les M sous-flux vers la même antenne.

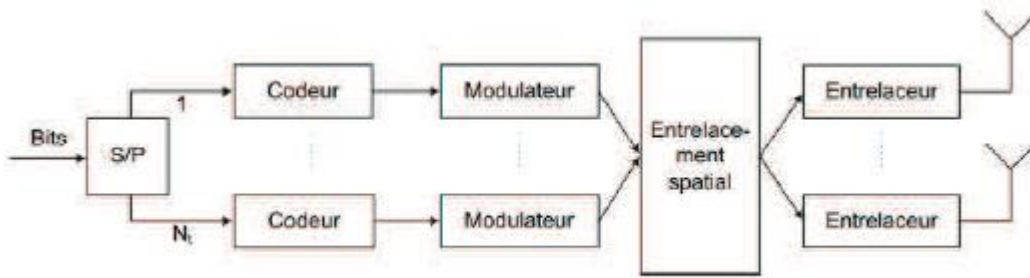
Le système est plus résistant aux effets évanouissements de canal grâce au fait de transmettre un sous-flux sur toutes les antennes possibles.

Cette architecture permet d'obtenir un débit proche de la capacité mais elle possède une structure complexe de codeur et de décodeur.

Dans cette architecture les symboles codés occupent donc une diagonale de la matrice de transmission :

$$\begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \dots \\ c_1^2 & c_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ c_1^M & c_2^M & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} c_1^1 & c_1^2 & \dots & c_1^M & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_2^1 & c_2^2 & \dots & c_2^M & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & c_M^1 & c_M^2 & \dots & c_M^M \end{pmatrix} \quad \text{(IV.15)}$$

Pour réduire la complexité de système D-BLAST, Foschini et Wolnainsky proposent un système qu'ils nomment V-BLAST ou H-BLAST.



**Figure IV.5 : Architecture d'un émetteur D-BLAST.**

### **V.2 Architecture V-BLAST :**

Cette architecture verticale est la plus simple, son principe est de diviser le flux de données à l'entrée en plusieurs sous-flux, ces derniers sont transmis sur des antennes différentes, mais en utilisant la même modulation et la même fréquence porteuse.

Cette architecture vise principalement à augmenter la capacité du système et l'efficacité spectrale (plusieurs symboles différents sont émis).



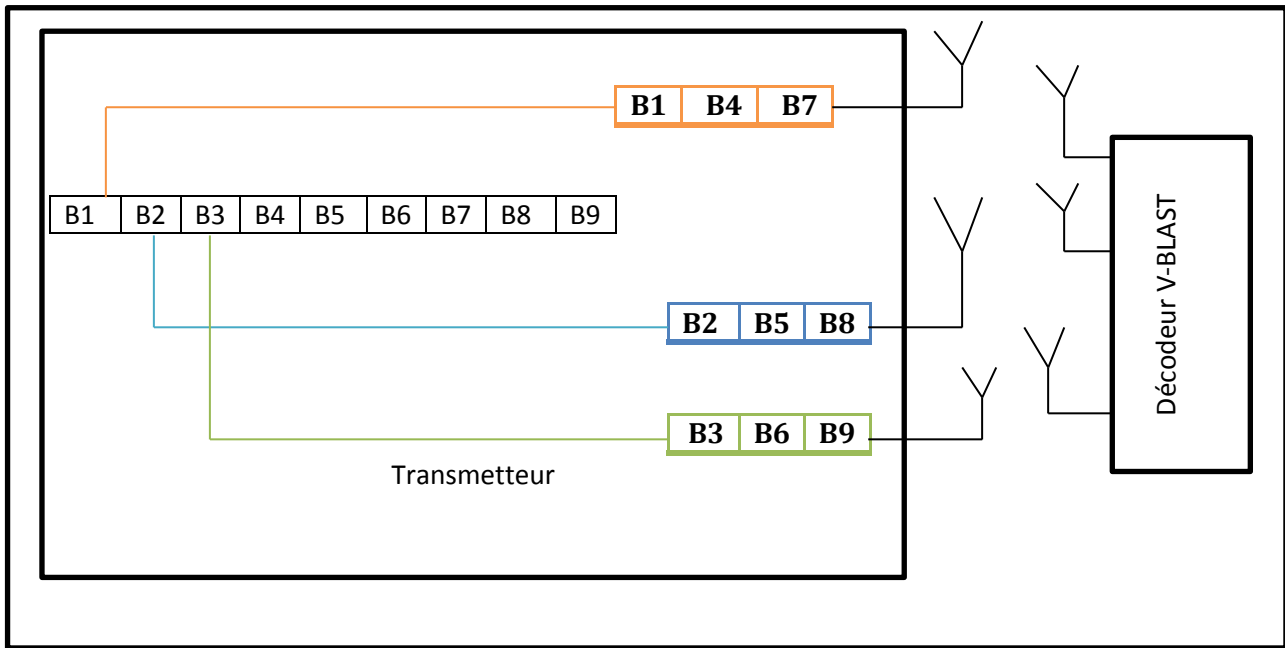


Figure IV.6 : Principe de l'Architecture V-BLAST.

### V.3 Architecture H-BLAST :

Cette architecture horizontale est très proche de celle du V-BLAST. Elle utilise les même blocs sauf l'ordre de rangement des blocs est différent comme illustré sur la figure (IV.7).

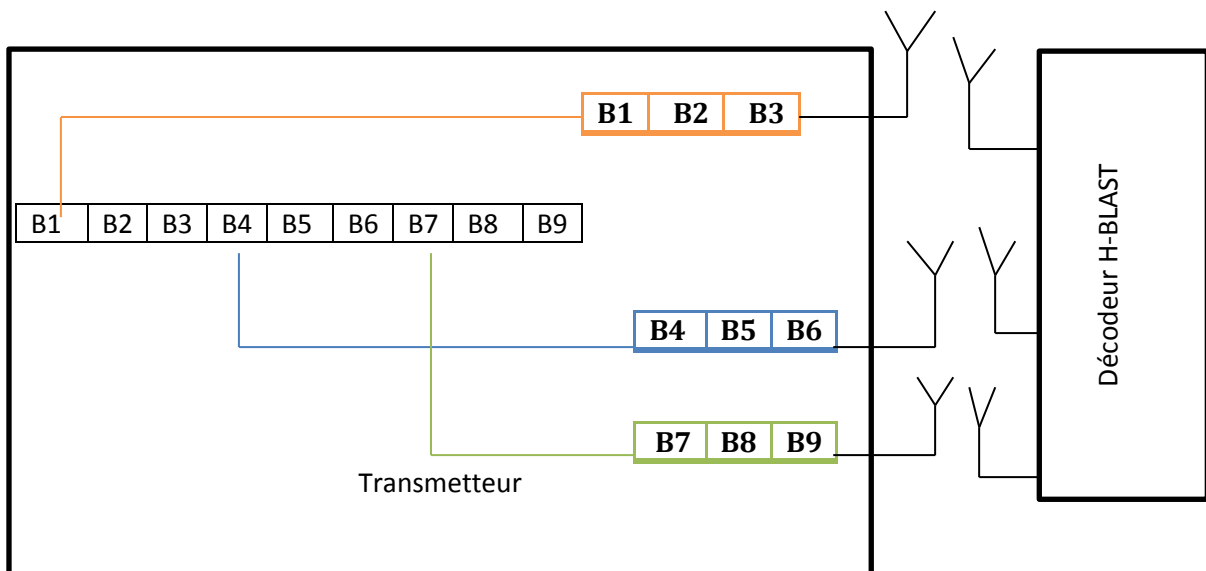


Figure IV.7 : Principe de l'Architecture H-BLAST.

## ***VI MIMO beamforming :***

L'utilisation d'un système de transmission sans fil haut débit «MIMO» qui utilise un réseau d'antennes en émission et en réception nous a données une bonne exploitation de la diversité spatiale. Cette dernière peut être réduite par différents facteurs, par exemple le couplage peut modifier les caractéristiques de rayonnement d'une antenne et va créer une corrélation entre les signaux.

La solution proposée pour éviter ce problème est d'utiliser une technique de traitement de signal nommée « beamforming » ou la formation de faisceaux.

Cette technique est considérée comme un filtre spatial pour chaque direction d'intérêt. Ce filtre va permettre de récupérer ou d'émettre des signaux dans des directions particulières avec un gain maximum, c'est-à-dire de favoriser le gain pour la direction d'intérêt et d'atténuer les signaux émis dans les directions non souhaitées (interférences et du bruit.). A la sortie de ce filtre, on n'aura que les signaux dans la direction d'intérêt.

On distingue deux types de réseaux formateurs de faisceaux : le réseau de formation de faisceaux analogique (Analog Beamforming) et le réseau de formation de faisceaux par calcul ou numérique (Digital Beamforming).

La formation de faisceaux numérique permet de former de nombreux faisceaux et ainsi d'augmenter le rapport signal sur bruit (SNR) en diminuant l'effet du bruit sur le signal désiré. Alors que la FF analogique est limitée par la complexité du réseau.

### ***❖ La formation de faisceaux au niveau de récepteur :***

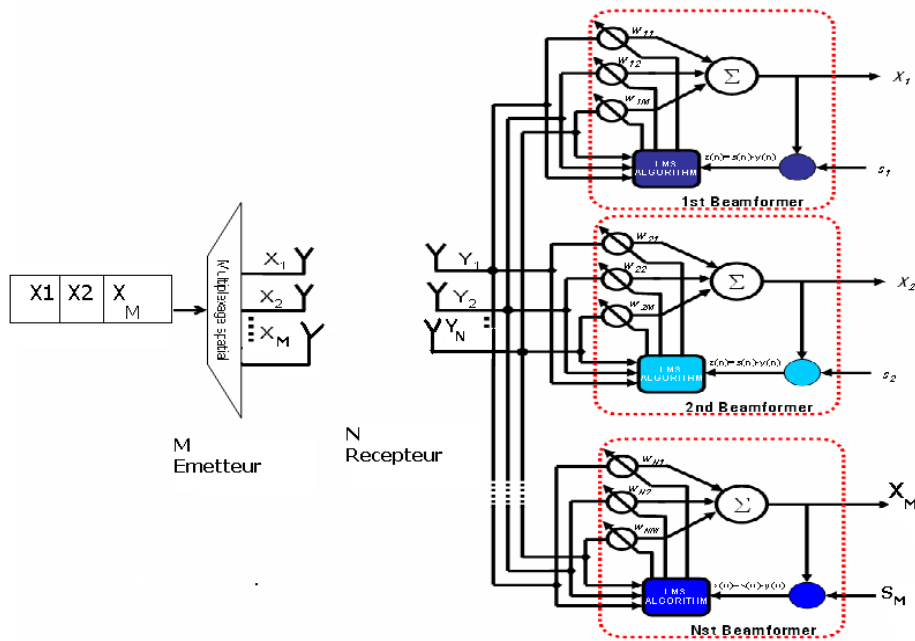
Pour la réception d'un signal, la formation de faisceaux est utilisée pour recevoir l'information de différentes antennes et la combiner de telle manière qu'on observe préférentiellement le signal désiré.

Soit un signal  $x(t)$  émis dans la direction  $(\theta_0, \varphi_0)$  (angles d'élévation et d'azimut respectivement désirés) d'un émetteur ayant une antenne réseau à  $K$  éléments rayonnants, le signal subit sur chaque élément d'antenne un déphasage et une atténuation, modélisés par le vecteur directionnel (steering vector) suivant  $(\theta_0, \varphi_0)$ .

La formation de faisceaux va consister à focaliser le faisceau de l'antenne (à la réception) dans des directions privilégiées prédéfinies.

Cela se traduit par la multiplication par des coefficients complexes (des pondérations  $w_r$ ), des signaux reçus sur chacun des capteurs du réseau d'antennes.

Les signaux des différents capteurs sont ensuite additionnés pour réaliser un filtrage spatial qui permet d'éliminer certaines composantes spatiales du signal étudié (sources et bruits mobiles) et pour former à la sortie du réseau le signal émis.



*Figure IV.8 : Système MIMO à codage spatio-temporel utilisant la formation de faisceaux en réception.*

## **VII Récepteurs les plus courants :**

Nous allons détaillées dans la section suivante des techniques d'égalisation linéaires et non-linéaire qui doivent être employés en réception pour détecter le signal reçu.

### **VII.1 Récepteur linéaire du Forçage à Zéro (ZF) :**

Le récepteur de forçage à zéro est le récepteur le plus simple et, en général, le moins performant. Il est basé sur l'inversion de la matrice du canal  $\mathbf{H}$ . Si  $\mathbf{H}$  est carrée et inversible, le vecteur de symboles estimés est donnée par la relation :

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{y} \quad (\text{IV.16})$$

Dans la pratique, la matrice  $\mathbf{H}$  n'est pas forcément carrée ( $M \neq N$ ), il est donc nécessaire d'utiliser la pseudo-inverse  $\mathbf{H}^\dagger$  de la matrice canal pour estimer les symboles :

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^\dagger \mathbf{y} \quad (\text{IV.17})$$

$$\tilde{\mathbf{s}} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{y} \quad (\text{IV.18})$$

Malheureusement, cette détection ne prend pas en considération la variance de bruit ce qui limite des performances de ce critère.

### **VII.2 Récepteur linéaire MMSE :**

Ce critère minimise l'erreur moyenne quadratique due à la fois au bruit et aux interférences entre symboles transmit par le même canal, contrairement au récepteur ZF qui ne s'occupe que des interférences entre symboles.

L'erreur quadratique moyenne est donnée par :

$$\mathbf{e} = \mathcal{E}\{(\mathbf{s} - \tilde{\mathbf{s}})^*(\mathbf{s} - \tilde{\mathbf{s}})\} \quad (\text{IV.19})$$

Dans ce cas, on estime  $\mathbf{s}$  grâce à la relation :

$$\tilde{\mathbf{s}} = \left( \mathbf{H}^* \mathbf{H} + \frac{\mathbf{M}}{\rho} \mathbf{I}_M \right)^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{y} \quad (\text{IV.20})$$

Où  $\rho = p_0 / \sigma^2$  est le SNR moyen par antenne de réception.

Dans le cas d'un SNR élevé ( $\sigma^2 \approx 0$ ) le récepteur MMSE converge vers le récepteur ZF.

### **VII.3 Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV):**

Le récepteur qui apporte Les meilleures performances en termes de taux d'erreur est le récepteur à maximum de vraisemblance (MV). En supposant un bruit gaussien et un état de canal parfaitement connu coté récepteur, le récepteur MV donne les symboles estimés grâce à la formule :

$$\tilde{\mathbf{s}} = \arg \min \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \quad (\text{IV.21})$$

Cette méthode a le désavantage de devenir complexe et croît exponentiellement lorsque le nombre de points de la constellation  $\Omega$  est grand et quand le nombre d'antennes émettrices augmente.

Si  $\Omega$  représente la taille de constellation, le récepteur doit calculer  $\Omega^M$  distances ce qui devient rapidement exorbitant en terme de calcul.

Par exemple pour une MAQ-256 et  $M=2$ , il y a 65536 distances à calculer.

### **VIII Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons essayé de présenter les bénéfices apportés par le MIMO et son efficacité de combattre les évanouissements dans un canal et la réduction des interférences.

Nous avons passé en premier temps de présenter les différents systèmes multi-antennaires SISO, SIMO, MISO et MIMO et donner les capacités correspondantes. Les systèmes MIMO ont un potentiel énorme en termes de capacité par rapport aux autres systèmes. Le codage espace-temps et le multiplexage spatial sont introduits ainsi que les différents types qui leur sont associés. L'intérêt de ces deux approches est d'exploiter le potentiel des canaux MIMO. Dans le multiplexage spatial, ils permettent d'augmenter le débit d'information sans augmenter la bande passante ou la puissance transmise. A l'opposé, les codes spatio-temporel offrent à la fois de la diversité et du gain de codage tout en améliorant l'efficacité spectrale.

Les techniques de beamforming permettent à la fois d'étendre une couverture radio (d'une station de base ou d'un point d'accès par exemple) et de limiter les interférences entre utilisateurs. Les antennes réceptrices reçoivent un mélange des contributions de toutes les antennes émettrices. Pour séparer les signaux et retrouver l'information initiale, nous avons présenté plusieurs algorithmes linéaires et non linéaires. Les méthodes linéaires possédant chacune un inconvénient majeur : alors que le forçage à zéro sépare parfaitement les symboles mais la contribution de bruit reste élevé, le critère MMSE est moins capable d'enlever toute les interférences entre symboles, le MV est très performant au prix d'un nombre exorbitant de tests.

*Chapitre V :*  
*Omplémentation des algorithmes*  
*adaptatifs pour ue chaîne MIMO*  
*OFDM*

## *I Introduction :*

Dans les chapitres précédents nous avons introduit les notions et les concepts de base des communications numériques, nous avons vu la modulation multi-porteuse OFDM, les antennes intelligentes, et les systèmes MIMO classiques et adaptatifs.

Dans ce chapitre nous proposons une étude en utilisant l'environnement **MATLAB**, des simulations de système MIMO beamforming basé sur un algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit, et on introduit ainsi les algorithmes adaptatifs dans le but de minimiser le BER. L'objectif principale est d'améliorer les performances de système en éliminant les interférences inter symboles.

Le procédé algorithmique itératif est utilisé pour résoudre un problème. En débutant par le choix d'une **valeur initiale** considérée comme une première ébauche de solution, la méthode procède par itérations au cours desquelles elle détermine une succession de solutions approximatives raffinées qui se rapprochent graduellement de la solution cherchée.

Trois parties sont présentées dans ce chapitre. La première partie traite la modulation multi-porteuse OFDM dans le but de favoriser leurs avantages. La deuxième partie expose le développement suffisant du rapport SNR à la réception en se basant sur l'algorithme itératif et l'association de la diversité spatiale dans un système MIMO adaptative pour un nombre différent de canaux retardés. La dernière partie de ce chapitre traite l'association d'un système MIMO Beamforming à la modulation OFDM cela nous permet de souligner les problématiques intéressantes de cette techniques.

## *II OFDM :*

Dans cette partie de simulation nous présentons la technique OFDM, pour montrer leurs performances dans la communication sans fils, le principe de cette technique est la répartition des symboles de durée  $T_u$  sur des différentes porteuses modulé en PSK ou QAM.

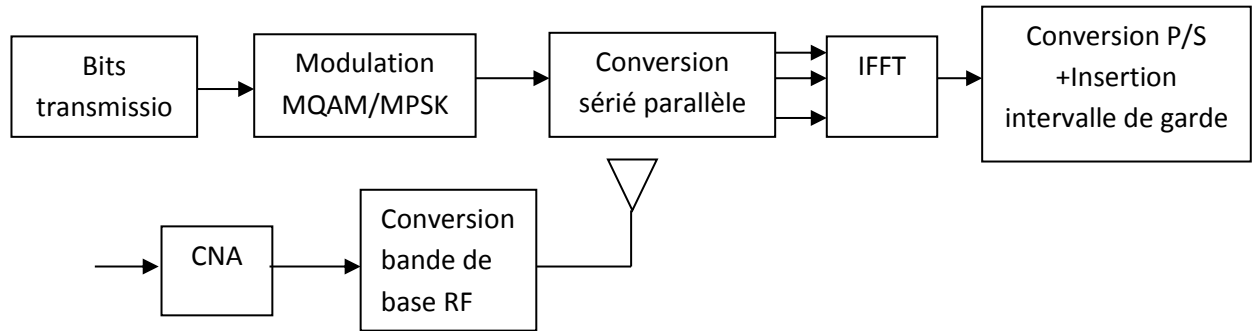
La notion d'orthogonalité est introduite dans cette technique, ce qui permet de retrouver facilement les symboles et autorise donc un recouvrement spectral sans perte de l'information.

### *II.1 Etude de la technique multi-porteuses OFDM*

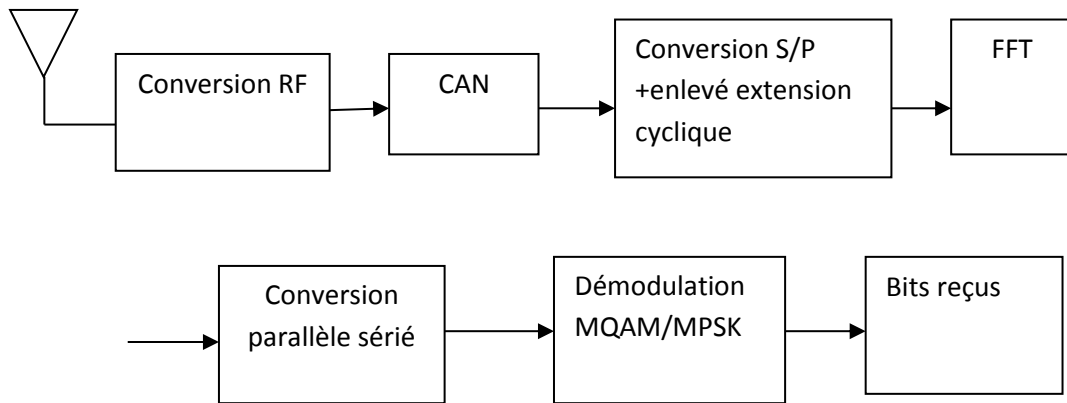
Cette partie de simulation s'intéresse à l'étude de la technique OFDM dans un environnement multi-trajets et bruit blanc gaussien additif.

## Chapitre V : Implémentation des algorithmes adaptatifs dans une chaîne MIMO OFDM

Les figures (V.1) et (V.2) représentent les schémas synoptiques de l'émetteur et du récepteur du système OFDM.



**Figure V.1 : Emetteur OFDM.**



**Figure V.2 : récepteur OFDM.**

A l'émission, les symboles de données sont modulés en QAM puis en OFDM par l'opérateur IFFT après la conversion série parallèle. Pour combattre les effets multi-trajets, on insère des préfixes cycliques dans chaque symbole OFDM après une conversion parallèle série, le préfixe cyclique maintient l'orthogonalité entre les sous-porteuses dans un canal multi-trajets.

Le signal reçu affecté par l'effet multi-trajet et le bruit sera démodulé en OFDM puis en QAM pour détecter finalement le signal désiré.

Le système OFDM transmet un signal à 192 symboles divisé sur 3 trames. La longueur d'un symbole OFDM est fixée à 64 sous porteuses. L'intervalle de garde est fixé par une longueur égale à 16 sous porteuses, c'est-à-dire le 1/4 de la longueur de chaque symbole. Donc la longueur du signal à la sortie est égale à 80 sous porteuses. Le type de modulateur utilisé est le QAM et le PSK.



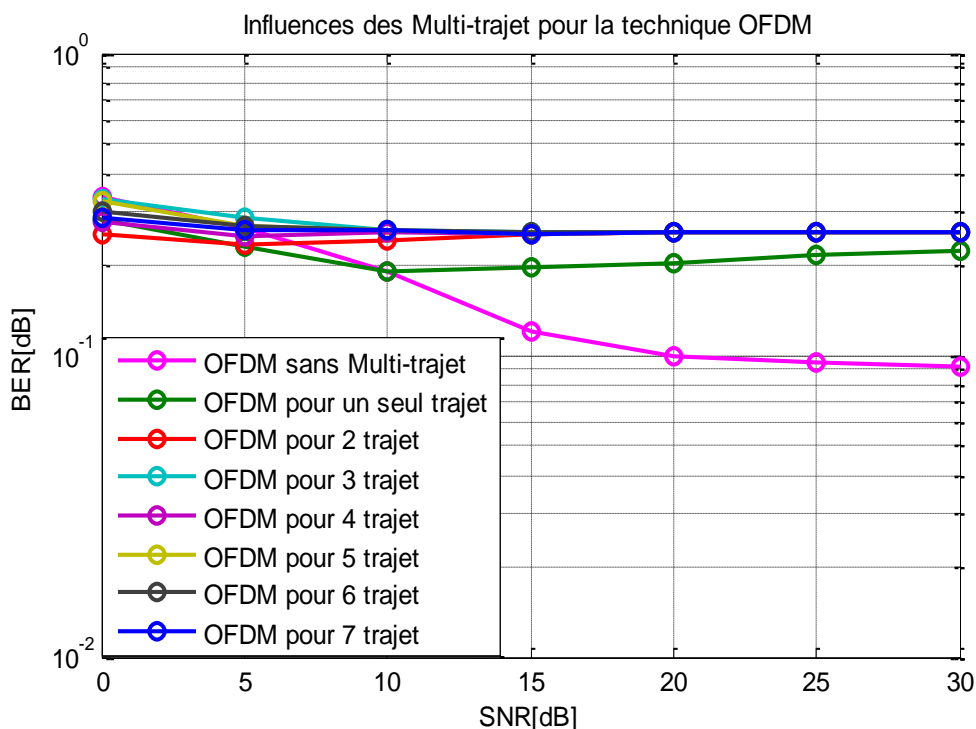
On trace les résultats de simulation en termes de BER par rapport au SNR.

## **II.2 Le taux d'erreurs pour le système OFDM avec différents canaux retardés**

Dans n'importe quel canal de propagation, le signal suit des multiples trajets pour atteindre sa destination dépendant des types d'obstacles (bâtiment, relief, végétation,...). Ces signaux subissent des phénomènes de réflexion, réfraction, diffraction, diffusion.

La figure suivante présente les résultats de simulation présentant les performances de la technique OFDM.

Dans cette simulation nous envoyons une chaîne de symboles sur un canal direct  $A_0$  en suite nous ajoutons les canaux retardés  $A_i$  avec  $i$  varié de 1 à 7, et nous intégrons l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit, nous exprimons les performances du système en terme de BER.



**Figure V.3 : Influence des nombres des trajets sur L'OFDM.**

Le taux d'erreur pour un système mono-antenne avec un canal direct et sept canaux retardés est faible pour un SNR de 30 dB, mais on observe que pour un canal direct  $A_0$  le

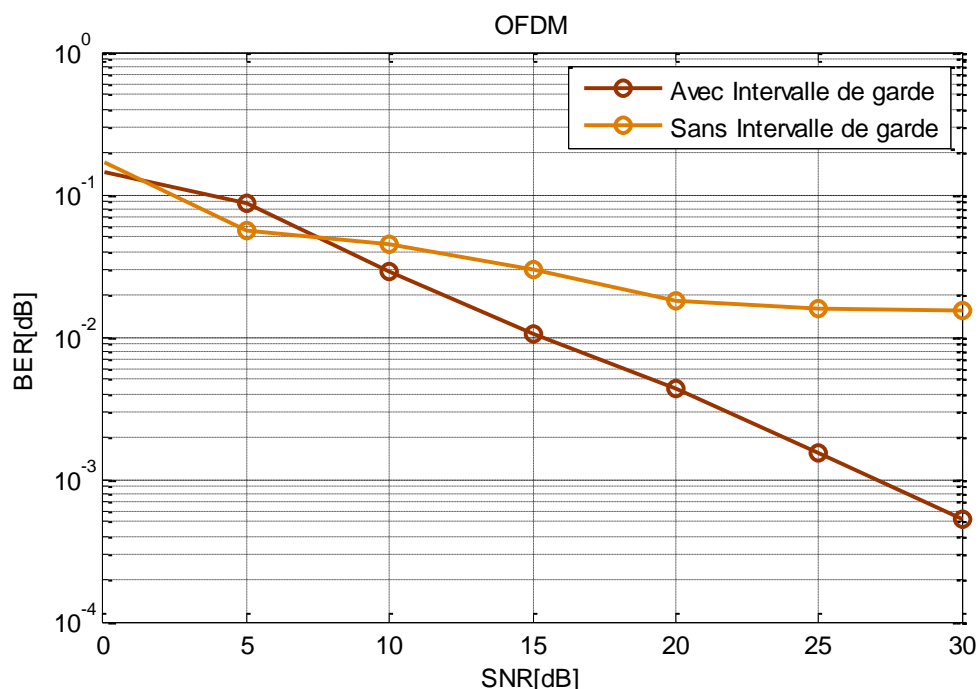
BER est  $10^{-1}$  pour le même SNR .les courbes du BER croissent avec l'augmentation du nombre des canaux retardés.

### **II.3 Influence de l'intervalle de garde**

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

Pour éliminer ces problèmes en inséré une zone morte appelé « Intervalle de Garde » entre chaque symbole.

Dans cette simulation on montre l'intérêt de l'intervalle de garde.



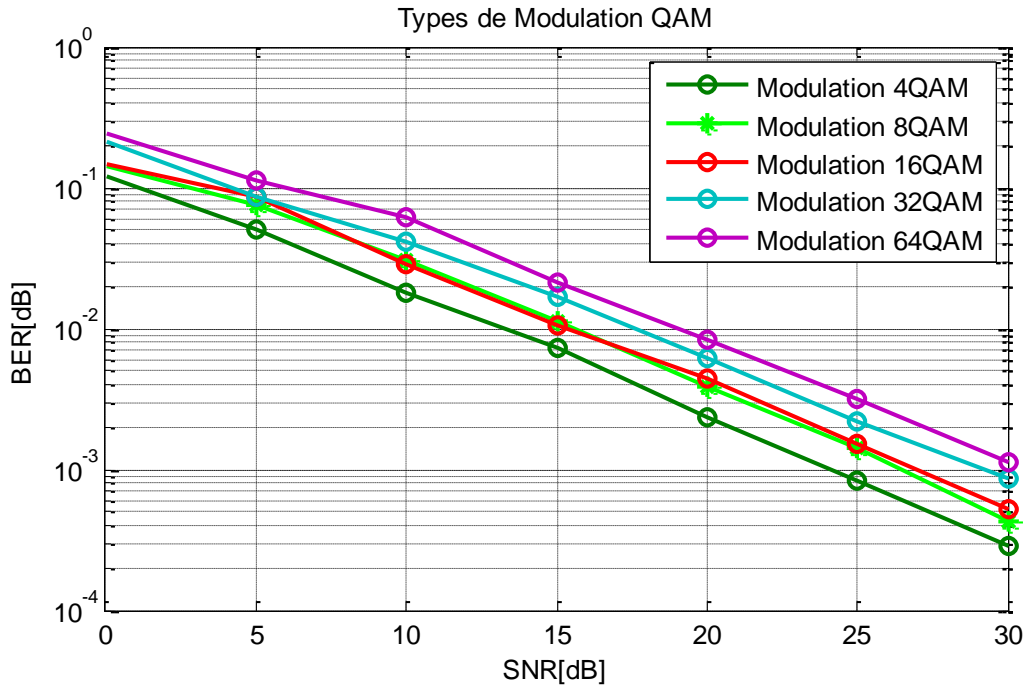
**Figure V.4 : L'intérêt de l'Intervalle de Garde.**

On remarquant que le taux d'erreurs diminue lorsqu'on ajoute l'intervalle de garde est inférieur à  $10^{-3}$  pour un SNR de 30 dB, mais dans le cas où on a une transmission sans IG l'erreur augmente est supérieure à  $10^{-2}$ , on conclue que IG permet de lutter contre les interférences inter symboles, et de rendre le canal non sélectif en fréquence pour chaque sous porteuses.

### **II.4 Etude les performances de L'OFDM associer aux modulations M-QAM et M-PSK :**

L'intérêt principal de cette partie est de trouver la meilleure valeur de M pour la modulation M-QAM et M-PSK qui sera incluse dans les simulations suivantes.

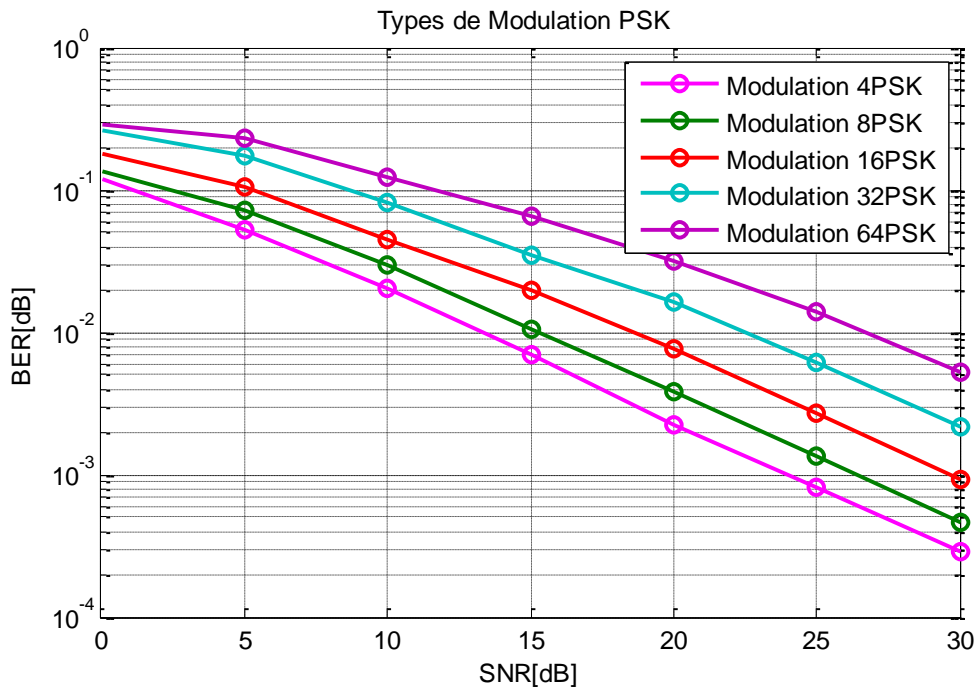
- La modulation QAM ou modulation d'amplitude en quadrature de phase est une technique qui emploie une combinaison de modulation de phase et d'amplitude. C'est une modulation dite bidimensionnelle.



**Figure V.5 : Comparaison de BER pour différent types de modulations QAM.**

D'après les résultats présents dans la figure (V.5), nous constatons que les meilleures performances sont obtenues pour la modulation 4-QAM avec un BER supérieure à  $10^{-3}$  pour un SNR de 30 dB.

- La modulation PSK est une modulation de phase associe à chaque code binaire, une valeur de la phase de la porteuse.



**Figure V.6 : Comparaison de BER pour différent types de modulations PSK.**

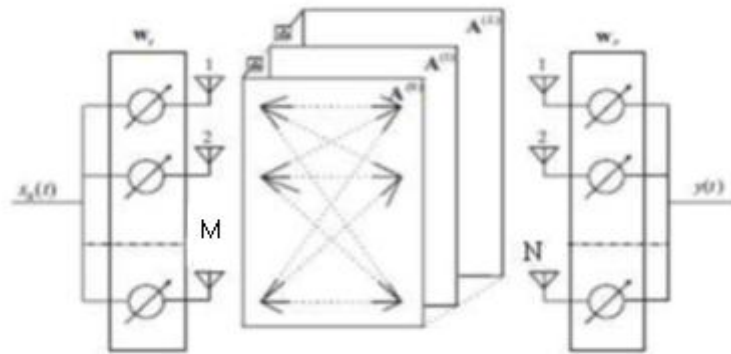
Nous remarquons que la modulation 4-PSK est plus favorable car le BER est supérieure à  $10^{-3}$  pour un SNR de 30 dB.

D'après la Figure (V.5) et la Figure (V.6) il est à noter que les meilleurs résultats sont obtenus pour  $M=4$ .

### ***III MIMO Beamforming :***

La méthode du Beamforming adaptatif consiste à additionner les signaux reçus par le réseau d'antenne après avoir été pondérés par des poids spécifiques à chaque porteuses et à chaque antenne.

L'émetteur contient «M» antennes élémentaires, le récepteur est schématiquement très semblable à la partie émettrice et contient « N» éléments réceptrices et le canal de propagation MIMO contient un canal direct et jusqu'à 7 canaux retardés.



**Figure V.7: La configuration MIMO Beamforming.**

Pour un système de transmission sans fil haut débit, le canal de propagation MIMO peut être modélisé de la manière suivante :

$$H(\tau) = \sum_{i=0}^L A^i \cdot \delta(\tau - i \cdot \Delta\tau) \quad (V.1)$$

$\mathbf{H}$  : la matrice du canal MIMO de taille  $M \times N$ .

$\delta(t)$ : Impulsion de Dirac.

$\Delta\tau$ : L'unité de temps retard.

$L$  : Nombre de canaux retardés.

$$A^i = \begin{pmatrix} a_{11}^i & a_{21}^i & \dots & a_{1M}^i \\ a_{21}^i & a_{22}^i & \dots & a_{2M}^i \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{N1}^i & a_{N2}^i & \dots & a_{NM}^i \end{pmatrix} \quad (V.2)$$

$a_{nm}^i$  : La  $i^{ème}$  réponse entre la  $m^{ème}$  antenne d'émission et la  $n^{ème}$  antenne de réception du canal retardé.

Pour  $i=0$ ,  $A^0$  est le canal direct.

Pour  $i=1 \dots \dots \dots L$ ,  $A^i$  c'est les canaux retardés.

Les vecteurs de pondérations d'émission et de réception sont définis comme suit :

$$W_t = [W_{t1}, W_{t2}, \dots \dots \dots W_{tM}]^T$$

$$\mathbf{W}_r = [W_{r1}, W_{r2}, \dots \dots W_{rN}]^T$$

La sortie de chaque antenne est combinée linéairement avec le vecteur de pondération :

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{i=0}^L \mathbf{W}_r^H \cdot \mathbf{A}^i \cdot \mathbf{W}_t \cdot s_0(t - i \cdot \Delta\tau) + \mathbf{W}_r^H \cdot \mathbf{n}(t) \quad (\text{V. 3})$$

$s_0(t)$  : Le signal source subdivisé en M branche, qui seront multipliées par le vecteur de pondération d'émission  $\mathbf{W}_t$ .

$\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots \dots n_N]^T$  : Le vecteur du bruit blanc gaussien(AWGN).

Le SNR est définie par l'expression suivante :

$$\eta(\mathbf{W}_t, \mathbf{W}_r) = \frac{\mathbf{W}_r^H \cdot \mathbf{A}^0 \cdot \mathbf{W}_t \cdot \mathbf{W}_t^H \cdot (\mathbf{A}^0)^H \cdot \mathbf{W}_r}{\sum_{i=0}^L \mathbf{W}_r^H \cdot \mathbf{A}^i \cdot \mathbf{W}_t \cdot \mathbf{W}_t^H \cdot (\mathbf{A}^i)^H \cdot \mathbf{W}_r + \gamma \cdot \mathbf{W}_r^H \cdot \mathbf{W}_r} \quad (\text{V. 4})$$

On note :

$$\frac{1}{\gamma} = \frac{p_s}{p_n} : \text{Le rapport de puissance de signal sur bruit, avec } \begin{cases} p_s = \langle |s_0|^2 \rangle \\ p_n = \langle |n_N|^2 \rangle \end{cases} \quad (\text{V.5})$$

Cette équation contient les vecteurs de pondérations d'émission et de réception, on ne peut pas déterminer ces vecteurs de manière analytique. Dans [48] Ils ont proposé une solution pour la détermination des vecteurs optimaux :

➤ **Estimations du vecteur de pondération de réception**

Pour déterminer ce vecteur il faut que le vecteur de pondération d'émission soit donné.

$$\mathbf{W}_r^{(\text{opt})} = \mathbf{R}_{nr}^{-1} \cdot \mathbf{A}^0 \cdot \mathbf{W}_t / \|\mathbf{R}_{nr}^{-1} \cdot \mathbf{A}^0 \cdot \mathbf{W}_t\| \quad (\text{V. 6})$$

➤ **Estimations du vecteur de pondération d'émission**

Pour déterminer ce vecteur il faut que le vecteur de pondération de réception soit donné.

$$\mathbf{W}_t^{(\text{opt})} = \mathbf{R}_{mt}^{-1} \cdot \mathbf{A}^0 \cdot \mathbf{W}_r / \|\mathbf{R}_{mt}^{-1} \cdot (\mathbf{A}^0)^H \cdot \mathbf{W}_r\| \quad (\text{V. 7})$$

Ces deux dernières équations deviennent non linéaires simultanément, un algorithme itérative peut estimer les vecteurs de pondération d'émission et de réception de manière simple pour maximiser le SNR.

L'opération itérative ( $k > 1$ ) est décrite de la manière suivante :

$$\bar{\mathbf{W}}_r(\mathbf{k}) = \mathbf{R}_{nr}^{-1}(\mathbf{k} - 1) \cdot \mathbf{A}^0 \cdot \mathbf{W}_t(\mathbf{k} - 1) \quad (\text{V. 8})$$

Où

$$\mathbf{R}_{nr}(\mathbf{k}) = \sum_{i=1}^L \mathbf{A}^i \cdot \mathbf{W}_t(\mathbf{k}) \cdot \mathbf{W}_t^H(\mathbf{k}) \cdot (\mathbf{A}^i)^H + \gamma \mathbf{I} \quad (\text{V. 9})$$

Ce qui donne :

$$\mathbf{W}_r = \bar{\mathbf{W}}_r(\mathbf{k}) / \|\bar{\mathbf{W}}_r(\mathbf{k})\| \quad (\text{V. 10})$$

$R_{nr}(k - 1)$ : La matrice hermitienne mise à jour, on se basant sur le vecteur de pondération de transmission précédent pour trouver le vecteur de pondération de réception  $\mathbf{W}_r(\mathbf{k})$ .

Le vecteur de pondération de transmission est donné par :

$$\bar{\mathbf{W}}_t(\mathbf{k}) = \mathbf{R}_{mt}^{-1}(\mathbf{k}) \cdot (\mathbf{A}^0)^H \cdot \mathbf{W}_r(\mathbf{k}) \quad (\text{V. 11})$$

Où

$$\mathbf{R}_{mt}(\mathbf{k}) = \sum_{i=1}^L \mathbf{A}^i \cdot \mathbf{W}_r(\mathbf{k}) \cdot \mathbf{W}_r^H(\mathbf{k}) \cdot (\mathbf{A}^i)^H + \gamma \mathbf{I} \quad (\text{V. 12})$$

Dans cette partie on introduit la méthode Beamforming pour un système MIMO pour montrer les performances d'une chaîne de transmission en termes de SNR en fonction du nombre d'itérations associé à la diversité spatiale.

Le système est constitué de M antennes à l'émission et N antennes à la réception dans un canal multi-trajets et bruit blanc gaussien additif.

On trace les résultats de simulation en termes de BER en fonction du SNR. On considère pour toutes les simulations que les coefficients  $a_{ij}$  du canal pour chaque utilisateur sont générés en utilisant un canal de Rayleigh décorrélé et distribué entre 0 et 1. En vue d'appliquer l'algorithme adaptatif, on suppose que le canal soit stationnaire au-dessus de chaque bloc de symboles et diffère de bloc à l'autre. Aussi, on suppose que les données transmises sont connues.

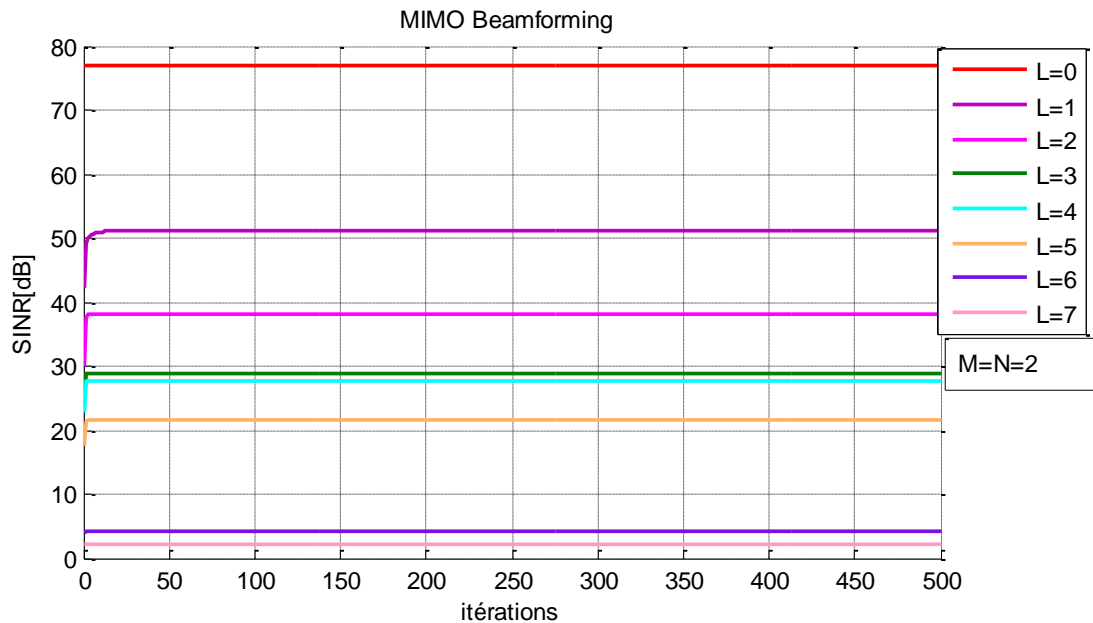
**III.1 Paramètre de simulation :**

- Le signal émis est un signal numérique contenant 100 échantillons ;
- Le canal MIMO contient un canal direct et jusqu'à 7 canaux retardés ;
- Le canal direct est un canal uniforme ;
- Chaque canal retardé est un canal de RAYLEIGH ;
- M et N représentent le nombre d'antennes émettrices et réceptrices respectivement ;
- La connaissance préalable du canal d'information (CSI) au niveau d'émission et de réception ;
- Nous imposons un  $\frac{P_S}{P_N}$  élevé ;  $\frac{P_S}{P_N} = 600dB$ .

**III.2 Maximisation du rapport SINR basant sur l'algorithme itératif**

Dans cette première partie de simulation, nous considérons une chaîne de transmission MIMO, avec un nombre fixe d'antennes en émissions et en réceptions ( $M = N = 2$ ) et nous faisons varier le nombre de trajets ( $L$ ).

La figure (V.8) nous donne l'évolution du SNR en fonction du nombre d'itérations.



**Figure V.8: Performances du système MIMO adaptatif 2x2.**

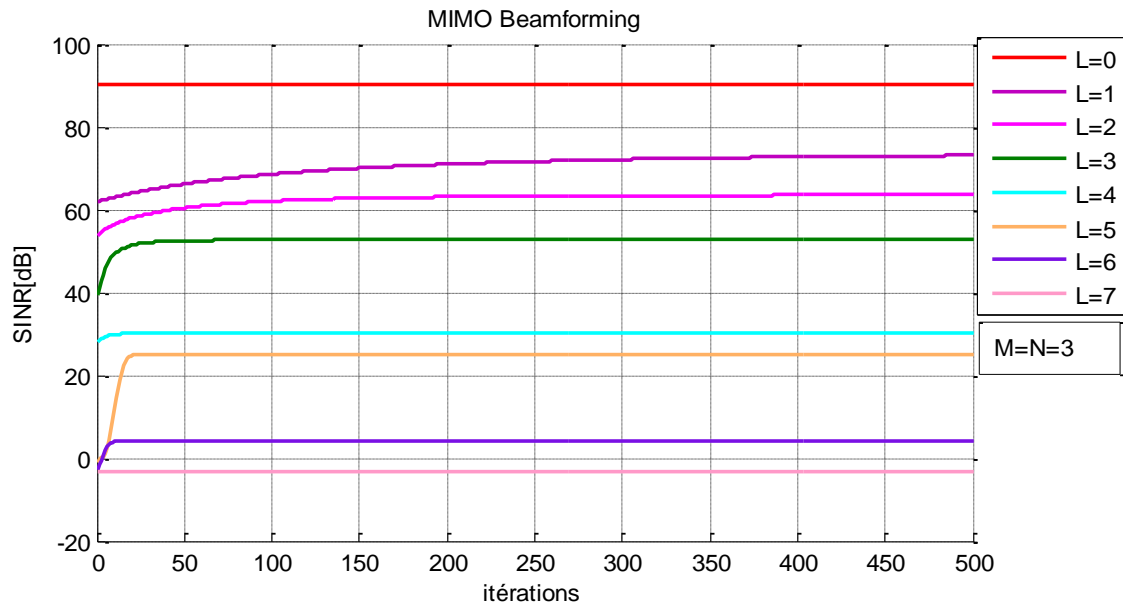
Les résultats montrent que les courbes du rapport SINR décroissent avec l'augmentation du nombre des canaux retardés.

Pour A<sup>0</sup> canal direct le SNR est de 80 dB.

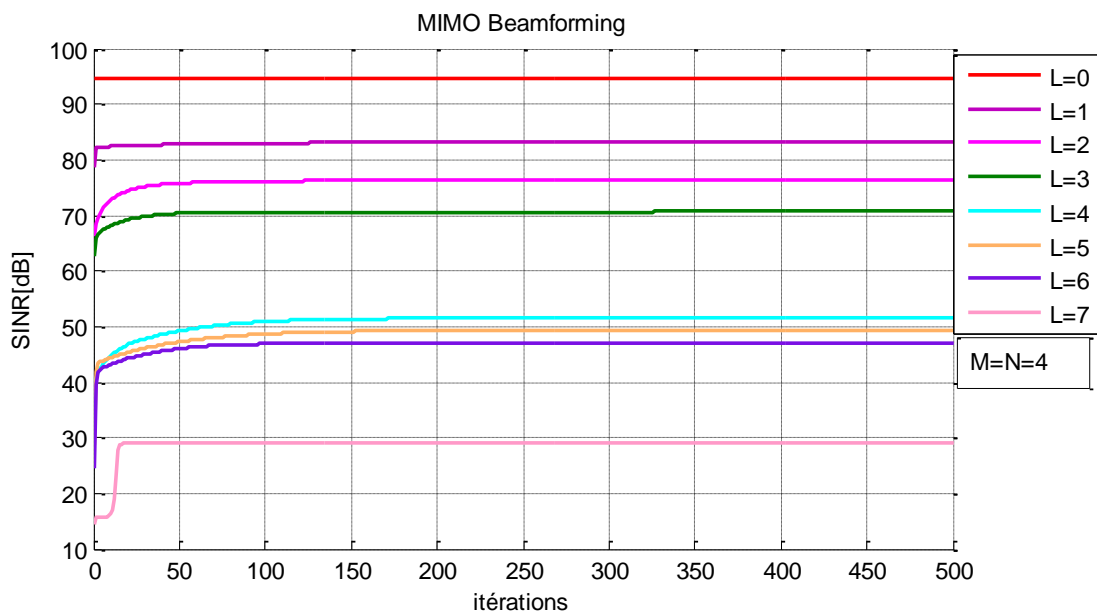


Mais pour 7 canaux retardés le SNR est inférieur à 10 dB.

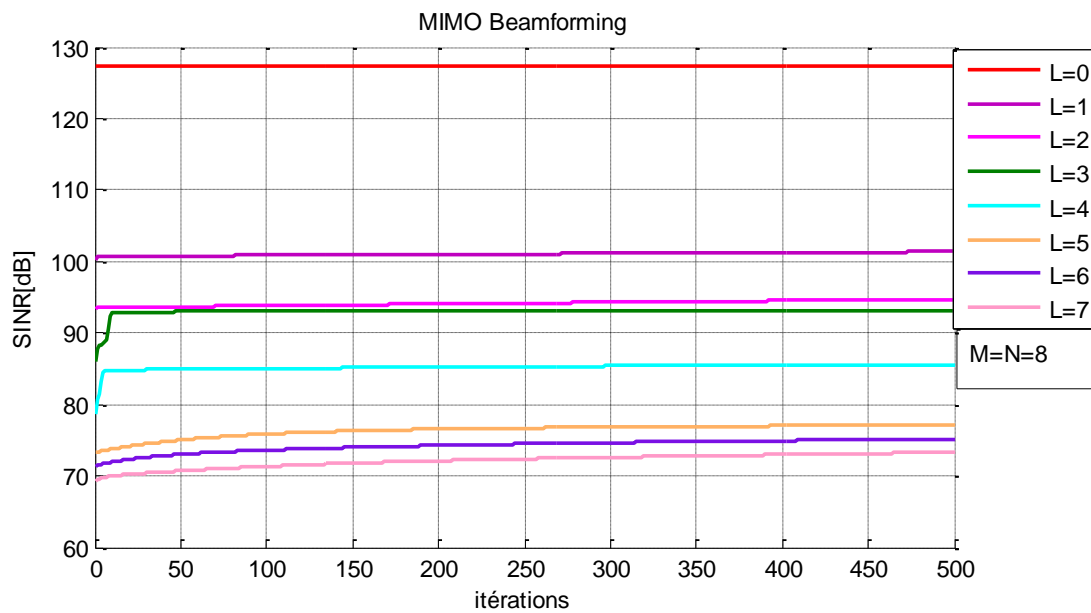
- la partie suivante de cette simulation s'intéresse à l'étude de l'association de la diversité spatiale pour maximiser le rapport signal sur bruit pour un système MIMO 3x3, 4x4 et 8x8.



***Figure V.9: Performances du système MIMO adaptatif 3x3.***



***Figure V.10: Performances du système MIMO adaptatif 4x4.***



***Figure V.11: Performances du système MIMO adaptatif 8x8.***

Deux antennes à l'émission et à la réception ne sont pas suffisantes pour combattre les interférences et les trajets retardés, cependant l'augmentation du nombre d'antennes à l'émission et à la réception a donné des résultats plus favorables malgré le nombre important de canaux retardés :

- pour  $M=N=4$  :

Pour le canal direct, le SNR est de 95 dB.

Mais pour 7 canaux retardés le SNR est de 30 dB.

- pour  $M=N=8$  :

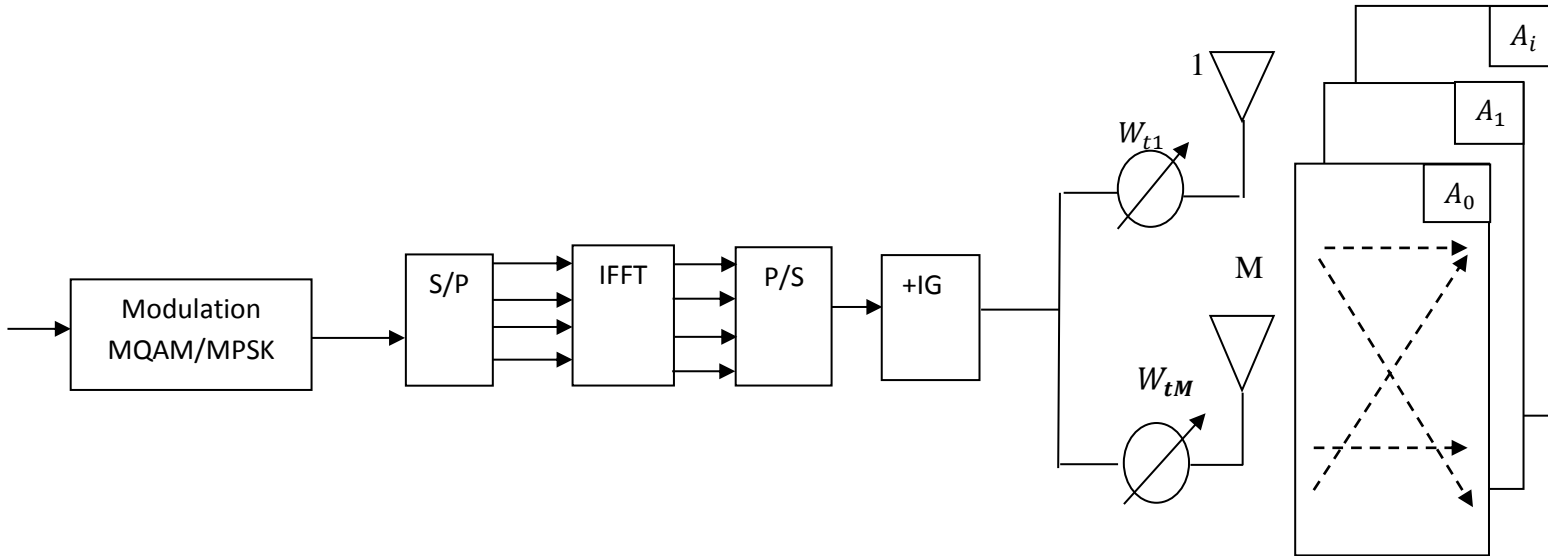
Pour le canal direct, le SNR est supérieur à 120 dB.

Mais pour 7 canaux retardés le SNR est de 75 dB.

### **IV MIMO Beamforming associé aux modulations multi-porteuses OFDM :**

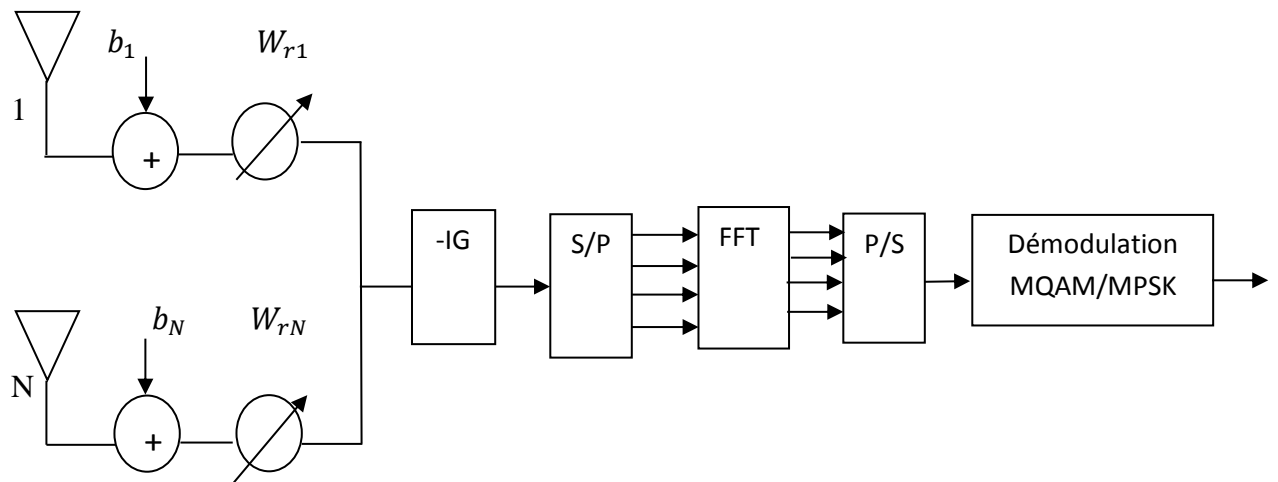
Les techniques **MIMO adaptatives** permettent d'améliorer les performances en offrant une meilleure efficacité spectrale et en réduisant la probabilité d'erreurs, La combinaison de l'OFDM avec le système MIMO adaptatif ouvre la porte vers des communications hautes débits.

**IV.1 Principe de l'association MIMO-OFDM**



**Figure V.12 : bloc d'émission MIMO-OFDM.**

La figure (V.12) représente le bloc d'émission MIMO-MC-OFDM sont modulé en QAM puis convertie en  $N_c$  symboles parallèles, en suite une transformée de Fourier inverse est appliquée à chaque symbole. Afin de lutter contre l'effet de trajets multiples, un préfixe cyclique est ajouté au symbole OFDM après une conversion parallèle-série, le préfix cyclique maintient l'orthogonalité entre les sous-porteuses dans un canal multi trajets. Chaque symbole de donnés est ensuite transmis par un système MIMO avec M antennes à l'émission et N antennes à la réception.



**Figure V.13 : bloc de réception MIMO-OFDM.**

Au niveau de la réception Le signal reçu est converti en série parallèle après la suppression de l'intervalle de garde à partir des symboles reçus. Le signal résultant sera

démodulé en OFDM avec l'opération FFT en le transformant en domaine fréquentielle. Finalement, nous appliquant la démodulation QAM pour obtenir le signal désiré.

#### **IV.2 Etude de système MIMO-OFDM**

Cette section représente les résultats simulés du système MIMO-OFDM avec l'application des antennes intelligentes basés sur l'algorithme itératif à maximisation du rapport signal sur bruit.

Un générateur pseudo aléatoire génère les symboles des N utilisateurs. Ces symboles seront transmis par l'émetteur MIMO-OFDM dans un canal multi-trajets et bruit blanc gaussien additif (AWGN).

A la réception, le processus de détection est réalisé pour pouvoir estimer les symboles transmis, on compare les symboles reçus et les symboles transmis afin de déterminer la probabilité d'erreur BER, où :

$$\mathbf{BER} = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre de bits transmis}} \quad (\mathbf{V.13})$$

#### **IV.3 Paramètres de simulation**

Le système OFDM transmis un signal à 192 symboles divisé sur 3 trames. La longueur d'un symbole OFDM est fixée à 64 sous porteuses. L'intervalle de garde est fixé par une longueur égale à 16 sous porteuses, c'est-à-dire le 1/4 de la longueur de chaque symbole. Donc la longueur du signal à la sortie est égale à 80 sous porteuses. Le type de modulateur utilisé est le QAM et le PSK.

On trace les résultats de simulation en termes de BER par rapport au SNR. On considère pour toutes les simulations que les coefficients  $a_{ij}$  du canal pour chaque utilisateur sont générés en utilisant un canal de Rayleigh décorrélé et distribué entre 0 et 1.

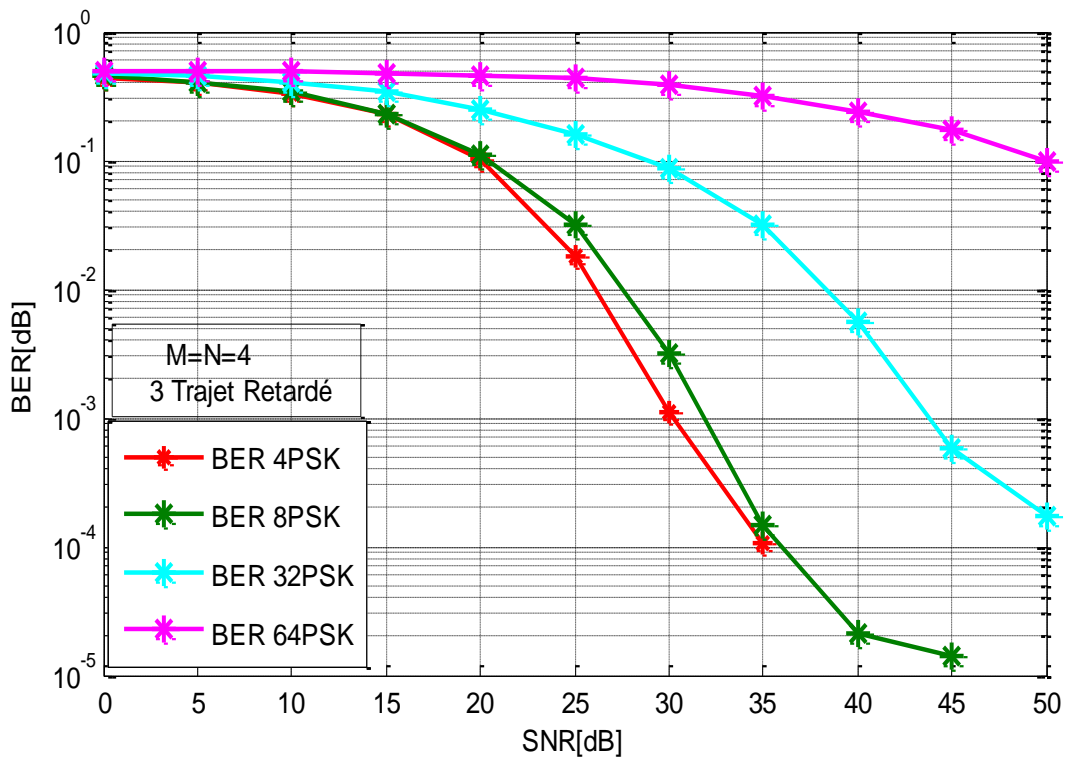
Les antennes intelligentes utilisées pour le système MIMO sont constitués de quatre antennes à l'émission et à la réception espacées de  $\lambda/2$ , le vecteur de pondération de transmission initial est employé pour calculer les pondérations optimales à la réception et à l'émission  $W_R$  et  $W_T$  alternativement.

La mise à jour de  $W_T$  est utilisée dans l'émetteur comme un vecteur de pondération fixe et la mise à jour de  $W_R$  est utilisée dans le récepteur pour détecter le signal reçu au niveau du récepteur.

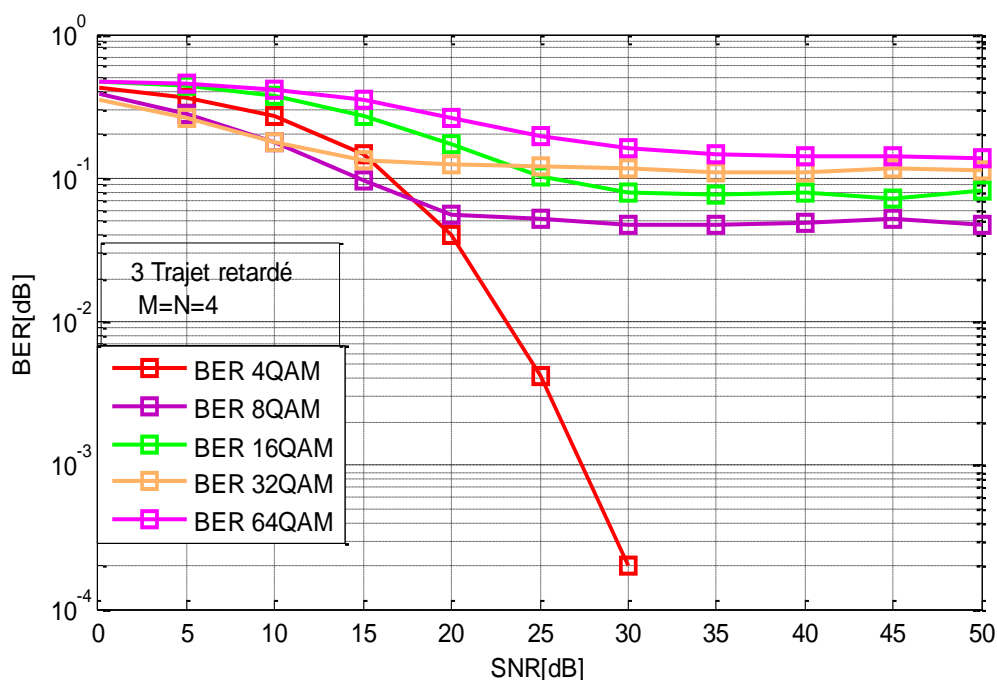
Bien que les vecteurs de pondération à la réception soient calculés sur la base d'un algorithme itérative qui maximise le rapport signal sur bruit pour surmonter les interférences.

***IV.4 Etude des performances du système MIMO adaptatif avec les modulations M-OAM et M-PSK***

Dans la partie précédente nous avons montré que les meilleures performances sont obtenues pour les modulations numériques d'ordre  $M=4$ , dans cette section on s'intéresse à l'étude des performances de chaque modulation numérique QAM et PSK. On fixe pour cette simulation le nombre d'antenne ( $M=N=4$ ) et le nombre de trajet retardés un canal direct  $A^0$  et 3 trajet retardés  $A^1, A^2, A^3$ .



***Figure V.14: le BER pour la modulation numérique PSK.***



**Figure V.15: le BER pour la modulation numérique QAM.**

D'après les résultats présentés dans la figure (V.14) et la figure (V.15) nous remarquons que pour :

- M=4

Le BER est de  $10^{-4}$  dans le SNR est de 35dB pour la modulation PSK.

Le BER est inférieur à  $10^{-3}$  dans le SNR est de 30dB pour la modulation QAM.

- M=8

Le BER est de  $10^{-5}$  dans le SNR est de 45dB pour la modulation PSK.

Le BER est inférieur à  $10^{-1}$  dans le SNR est de 50dB pour la modulation QAM.

- M=32

Le BER est inférieur à  $10^{-3}$  dans le SNR est de 50dB pour la modulation PSK.

Le BER est de  $10^{-1}$  dans le SNR est de 50dB pour la modulation QAM.

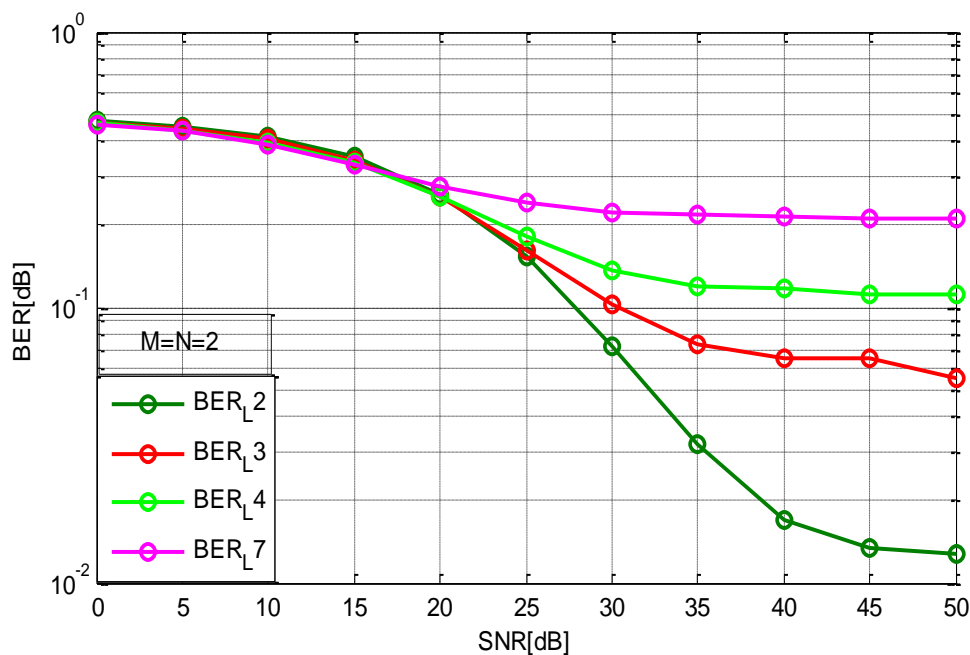
Nous constatons que les meilleurs résultats sont obtenus par la modulation PSK en termes de BER, alors on choisit pour toutes les simulations suivantes la modulation 4-PSK comme un permettre de simulation.

**IV.5 Influence du nombre de trajets sur les performances du système :**

Pour étudier l'influence de trajets sur les performances de système nous considérons le système MIMO-OFDM dans un canal radio-mobile. Nous fixons chaque fois le nombre d'antennes et on fait varier le nombre de trajets.

Les performances du système ont généralement exprimées en termes de Taux Erreur Binaire (TEB) en fonction du Rapport Signal sur Bruit (SNR).

**IV.5.1 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour  $M=N=2 \times 2$  :**



**Figure V.16 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM /  $M=N=2 \times 2$ .**

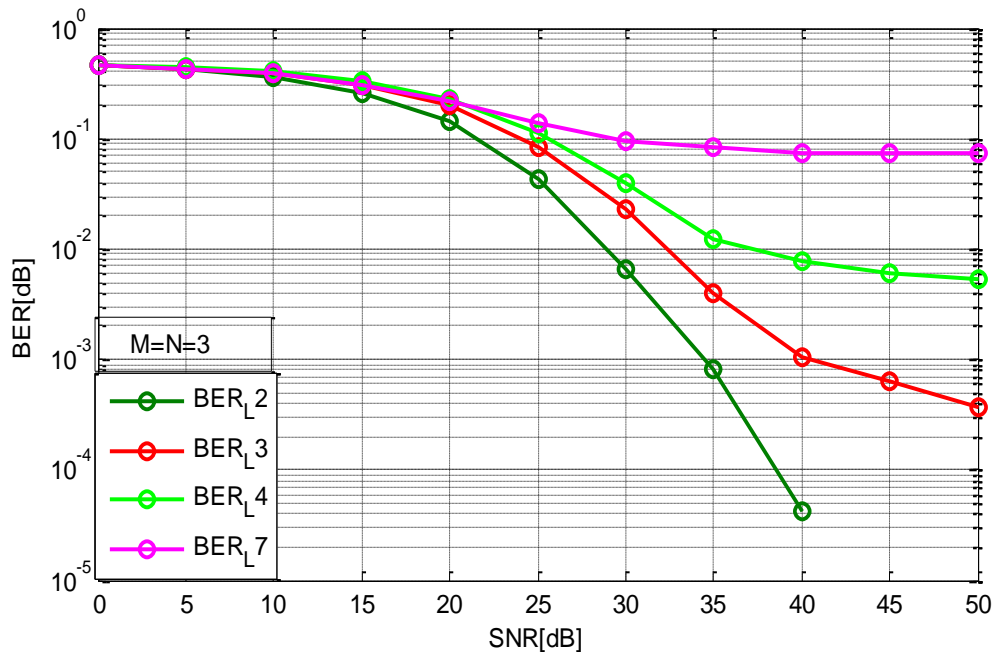
Les résultats présentés sur la figure (V.16) montre que le BER pour un canal direct  $A^0$  et deux canaux retardés  $A^1$  et  $A^2$  ou un canal direct  $A^0$  et trois canaux retardés  $A^1, A^2$  et  $A^3$  est inférieur à  $10^{-1}$  pour un SNR de 50 dB.

Cependant le taux d'erreurs pour un canal direct  $A^0$  et quatre canaux retardés  $A^1, A^2, A^3$  et  $A^4$  ou un canal direct  $A^0$  et sept canaux retardés de  $A^1$  jusqu'à  $A^7$  est supérieur à  $10^{-1}$ , ce qui permet de dire que le signal reçu est affecté par les perturbations principales : le BBGA et l'évanouissement du canal.

Un système avec deux éléments d'antennes n'est pas suffisant pour combattre le bruit et l'évanouissement du canal.

**IV.5.2 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour  $M=N=3 \times 3$  :**

Pour améliorer les performances de système, nous avons pensé à augmenter la diversité spatiale en émission et en réception, nous proposons un système MIMO de  $3 \times 3$ ,  $4 \times 4$ ,  $8 \times 8$ .

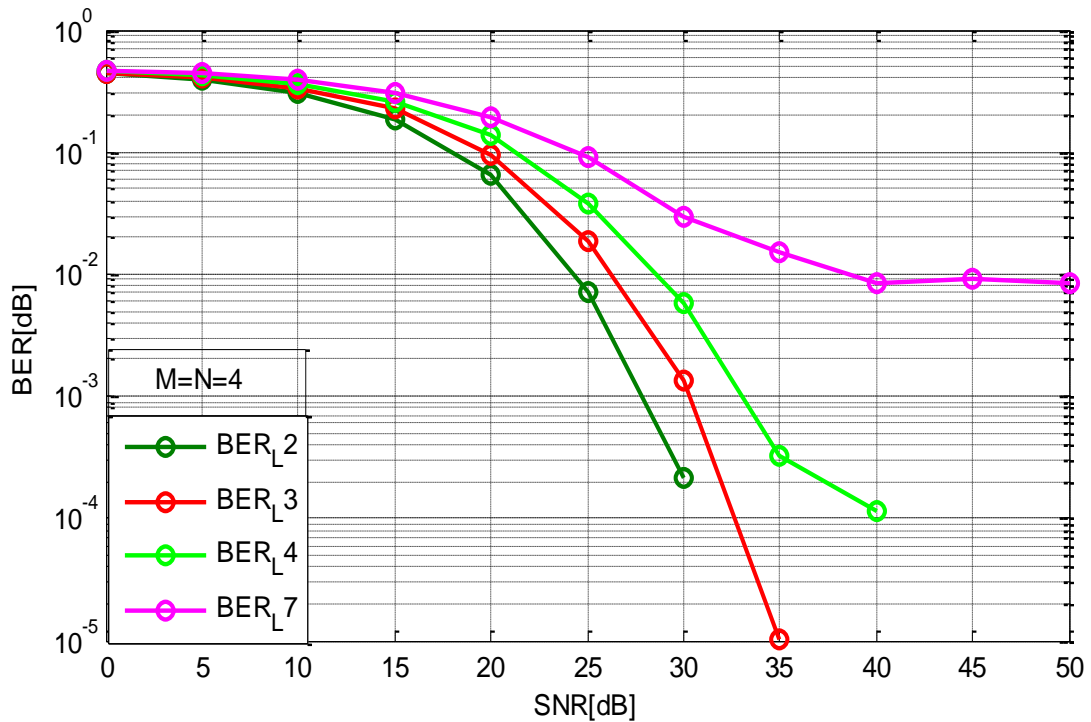


**Figure V.17 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM /  $M=N=3 \times 3$ .**

Le taux d'erreur de ce système ( $M=N=3$ ) pour un canal direct  $A^0$  et trois canaux retardés est inférieur à  $10^{-3}$  pour un SNR de 40 dB, cependant le BER pour un canal direct  $A^0$  et sept canaux retardés de  $A^1$  jusqu'à  $A^7$  est inférieur à  $10^{-1}$  pour un SNR de 50 dB, ce qui montre bien l'utilité de l'augmentation du nombre d'antennes à l'émission et à la réception.



**IV.5.3 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour  $M=N=4 \times 4$  :**



**Figure V.18 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM /  $M=N=4 \times 4$ .**

La maximisation du rapport signal sur bruit avec l'augmentation de la diversité spatiale ( $4 \times 4$ ) a donné des résultats plus performants malgré le nombre important de canaux retardés en termes de BER :

Le BER pour deux canaux retardés est inférieurs à  $10^{-3}$  pour un SNR de 30dB.

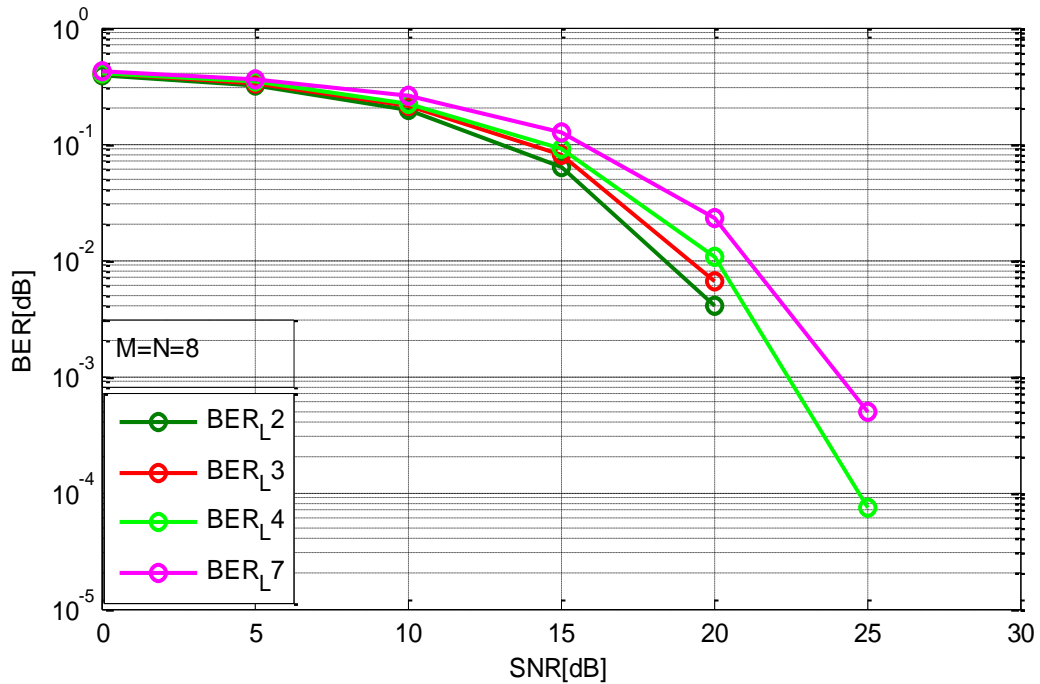
Le BER pour trois canaux retardés est de  $10^{-5}$  pour un SNR de 35dB.

Le BER pour quatre canaux retardés est de  $10^{-4}$  pour un SNR de 40dB.

Le BER pour sept canaux retardés est de  $10^{-2}$  pour un SNR de 50dB.

Nous constatons que l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit dans une chaîne MIMO  $4 \times 4$  avec un canal direct  $A^{(0)}$  et jusqu'à cinq canaux retardés, au niveau d'émission et de réception, a donné des solutions optimales.

**IV.5.4 Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM pour  $M=N=8 \times 8$  :**



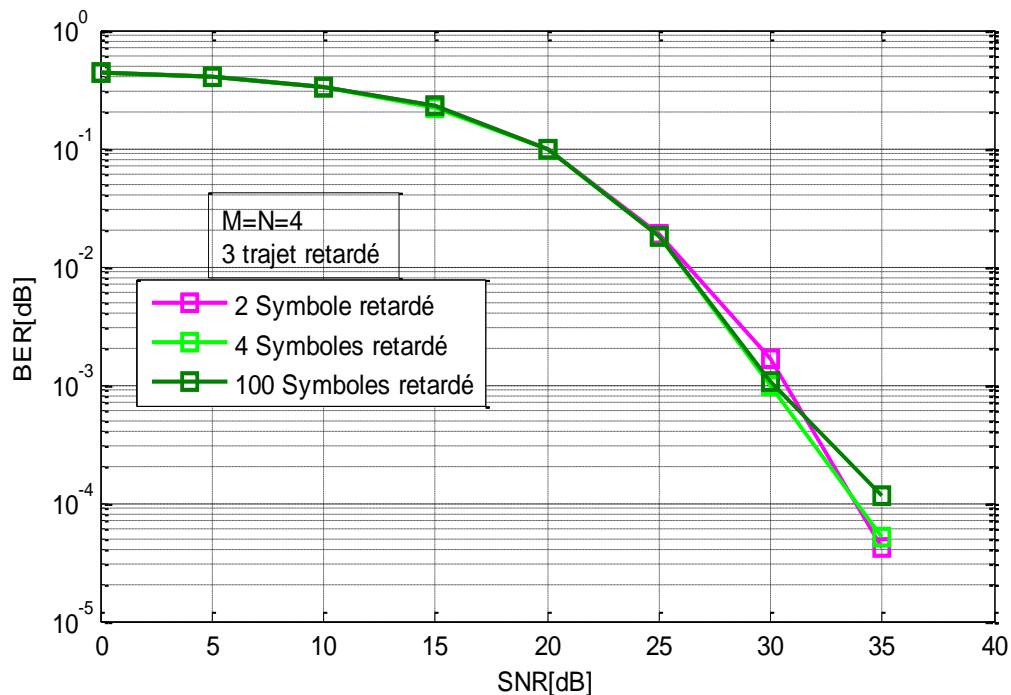
**Figure V.19 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif associé au OFDM /  $M=N=8 \times 8$ .**

Le taux d'erreur pour le système MIMO adaptatif ( $8 \times 8$ ) associé au OFDM pour un canal direct  $A^0$  et sept canaux retardés de  $A^1$  jusqu'à  $A^7$  est inférieur à  $10^{-3}$  pour un SNR de 25dB.

Ce qui montre que l'utilisation d'un ordre de diversité important et l'intégration de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences, permet d'améliorer d'une façon très importante les performances d'un tel système, et de lutter contre les distorsions et les brouilleurs subissent par le signal lors de la transmission.

**IV.6 Influence du nombre du symbole affecté par les retards sur le système MIMO-OFDM :**

Dans cette partie nous étudierons l'influence du nombre de symboles affectés par le retard sur les performances du système MIMO-OFDM pour montrer l'avantage de l'intervalle de garde pour la modulation multi-porteuses OFDM, Pour cela nous considérons un système MIMO-OFDM ( $M=N=4$ ) dans un environnement radio-mobile à 3 trajets retardés. Avec le nombre de symboles affectés par le retard sur chaque trajet est égal à 2, 4 et 100 respectivement.



**Figure V.20 : l'influence des symboles retardés.**

Les résultats présentés sur la figure (V.20) nous permet de constater que les différents nombre de symboles retardés n'influence pas sur le système en terme de BER car dans la technique OFDM on insère pour chaque symbole un intervalle de garde pour éliminer les interférences inter symboles et en réduisant la probabilité d'erreurs a la réception.

## **V Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons étudié un système **MIMO adaptatif associé à la modulation multi-porteuse OFDM** pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences au niveau d'émission et de réception.

Les résultats de la première partie, confirment que les techniques multi-porteuses OFDM permettent d'un coté de lutter contre les perturbations qu'entraînent ces canaux et l'éliminer les interférences entre symboles pour un système plus performants.

Les résultats de la deuxième partie montrent que les performances d'un système **MIMO adaptatif** avec l'intégration de la diversité spatiale en termes de SNR croit proportionnellement avec l'ordre de diversité.

Les résultats de la troisième partie montrent que l'association **MIMO adaptatif-OFDM** permet d'obtenir de meilleures qualités du signal à la réception en éliminant la sélectivité du canal et en réduisant le phénomène d'interférence entre symboles et plus l'ordre de diversité augmente plus le taux d'erreurs diminue et plus le signal à la réception soit optimal.

## *Conclusion Générale*

L'évolution observée des systèmes de radiocommunications mène au constat de la nécessité de la recherche de nouvelles solutions résistantes à la mobilité, aux interférences et aux multi-trajets présents pendant la transmission. La continuité de service est primordiale, cependant le canal évolue dans le temps et ses caractéristiques sont dépendantes des fluctuations de l'environnement. Pour éviter des dégradations des performances dues au caractère dynamique du canal, il est nécessaire d'utiliser des techniques adaptatives en émission et en réception. Plus l'évolution du canal est rapide plus le système doit pouvoir s'adapter en conséquence.

Nous avons considéré dans cette étude la combinaison des systèmes MIMO avec les techniques adaptatives (algorithmes itératifs pour maximiser le rapport signal sur bruit) afin d'améliorer les performances des systèmes multi-antennes dans des environnements complexes.

Le **chapitre 1** a permis de définir le cadre et les contraintes qui constituent les bases de notre étude. Afin de proposer une solution pertinente vis-à-vis de ces contraintes, il convient notamment d'étudier les perturbations introduites par le canal radio mobile de propagation. En effet, la connaissance du comportement et des caractéristiques du canal est indispensable à la bonne adaptation du signal émis et au dimensionnement approprié du système associé. La plupart des systèmes de télécommunications mobiles établissent le lien entre émetteur et récepteur sans que chacun des deux ne connaisse rien de la position de l'autre.

Dans ces conditions chaque système, lorsqu'il est en position d'émetteur, doit engendrer un rayonnement électromagnétique omnidirectionnel pour avoir l'assurance d'une transmission correcte des données vers le récepteur.

Dans le **chapitre 2** nous avons introduit le principe de la techniques OFDM et la manière dont le signal OFDM est modulé (démodulé) puis émis (reçus) ainsi nous avons présenté les différentes architectures d'émetteur/récepteur permettant d'effectuer l'opération de transposition de fréquence et enfin les avantages et les inconvénients de l'OFDM .

Le but de cette technique OFDM est d'augmenter le débit et minimiser les interférences entre symboles.

L'objectif visé dans le **chapitre 3** était de montrer l'importance des antennes intelligentes. On désigne par antenne intelligente une antenne qui est associée à un dispositif complet permettant la détection de l'angle d'arrivée et la formation du diagramme de rayonnement en direction du récepteur.

Une antenne intelligente permet une économie d'énergie très importante puisqu'elle focalise l'énergie électromagnétique dans la direction du récepteur. Elle contribue de cette manière au développement durable et limite la pollution électromagnétique omniprésente dans notre environnement.

Dans le **chapitre 4**, nous avons présenté les différentes architectures MIMO en définissant leurs capacités, les codes espace-temps (en treillis, en blocs orthogonaux et non orthogonaux) et les systèmes basés sur le multiplexage spatial ont été étudiés.

Nous avons aussi détaillé les récepteurs envisageables pour ce type de transmission, qu'ils soient linéaire ou non. Si le récepteur basé le maximum de vraisemblance, malgré une complexité croissante avec le nombre d'antennes et la taille de la constellation, conserve un grand intérêt grâce à ses excellentes performances, le récepteur basé sur le forçage à zéro est le plus simple à mettre en œuvre, ses performances sont faibles pour être satisfaisantes.

Enfin nous nous sommes attardés sur le récepteur basé sur l'erreur quadratique moyenne, qui offre des perspectives plus intéressantes.

A l'heure actuelle, les systèmes de communications ne sont pas correctement exploités par la composante spatiale de la station radio mobile. Les systèmes de communications mobiles émettent et reçoivent des signaux sans ou avec un faibles gain d'antennes.

Le but recherché dans le **chapitre 5** était de mettre au point des algorithmes adaptatifs sous un environnement **MATLAB**, afin d'optimiser l'exploitation des potentialités du système à l'émission et à la réception. Nous disposons donc de tels algorithmes pour améliorer les performances du système de transmission sans fil.

Le système **MIMO adaptatif** permet de maximiser le rapport **SINR** à la réception, en se basant sur l'algorithme itératif, ce qui garantit une robustesse du lien de transmission. Les performances d'un tel système avec l'intégration de la diversité spatiale augmentent plus rapidement pour des SNR faibles et permet d'avoir un signal optimal au niveau de la réception. Notons que l'efficacité de cet algorithme croit proportionnellement avec l'ordre de diversité.

L'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences proposé dans cette étude peut être assimilé avec plusieurs types de modulations numériques et que les meilleurs résultats en termes du BER sont pour les modulations numériques d'ordre inférieur.

Annexe A

## Algorithmes adaptatifs

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles. Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle. Les algorithmes utilisés sont:

### a. Le LMS: Algorithme du gradient stochastique :

L'algorithme LMS est sans doute le plus commun et de nombreux travaux y font référence. Il est basé sur la méthode du gradient qui calcule et remet à jour les pondérations de façon récursive. On montre que l'erreur est une forme quadratique des pondérations et intuitivement, la solution optimale est obtenue en corrigeant pas à pas le vecteur de pondération dans la direction du minimum. Les pondérations optimales au temps  $n+1$  sont calculées selon la relation de récurrence suivante :

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \frac{1}{2} \cdot \mu [-\nabla(\mathbf{E}\{\mathcal{E}^2(n)\})] \quad (\text{A. 1})$$

Ou

$$\mathbf{E}\{\mathcal{E}^2(\mathbf{t})\} = -2 \cdot \mathbf{r}_{\mathbf{x}d} + 2 \cdot \mathbf{r}_{\mathbf{x}\mathbf{x}} \cdot \mathbf{w} \quad (\text{A. 2})$$

Ce qui revient à écrire :

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \mu [\mathbf{r}_{\mathbf{x}d} - \mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}} \cdot \mathbf{w}(n)] \quad (\text{A. 3})$$

$\mu$ : le gain constant, control le taux d'adaptation.

En pratique, la valeur exacte du gradient ne peut être déterminée du fait que les matrices  $r_{\mathbf{x}d}$  et  $R_{\mathbf{x}\mathbf{x}}$  ne sont pas elles-mêmes connues. L'une des solutions consiste à utiliser leurs estimations instantanées qui sont respectivement définies par :

$$\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}(\mathbf{n}) = \mathbf{x}(\mathbf{n}) \cdot \mathbf{x}^H(\mathbf{n}) \quad (\text{A. 4})$$

$$\hat{\mathbf{r}}_{\mathbf{x}d}(\mathbf{n}) = \mathbf{d}^*(\mathbf{n}) \cdot \mathbf{x}(\mathbf{n}) \quad (\text{A. 5})$$

Le LMS est un algorithme adaptatif nécessitant la connaissance du signal désiré, qui met à jour les pondérations au rythme de l'échantillonnage des données de telle sorte que la séquence converge vers la solution optimale. Le principal avantage du LMS est sa simplicité et ses performances acceptables dans beaucoup d'application. En termes de convergence, il est cependant médiocre.



**b. Le DMI : Inversion directe de la matrice de convergence :**

L'une des solutions pour augmenter la vitesse de convergence est d'inverser directement la matrice de covariance  $R_{xx}$ , les signaux utiles et interférents n'étant pas a priori connus, les matrices  $R_{xx}$  et  $r_{xd}$  sont estimées dans un intervalle de temps fini :

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=N_1}^{N_2} \mathbf{x}(i) \cdot \mathbf{x}^H(i) \quad (\text{A. 6})$$

Et

$$\hat{r}_{xd} = \sum_{i=N_1}^{N_2} \mathbf{d}^*(i) \cdot \mathbf{x}(i) \quad (\text{A. 7})$$

Les performances du DMI en termes de convergence sont supérieures à celles du LMS, mais cette méthode demande un calcul plus complexe. L'algorithme de DMI exige également un signal de référence.

**c. Le RLS : Algorithme des moindres carrés récursifs :**

La méthode RLS estime  $R_{xx}$  et  $r_{xd}$  en utilisant une somme pondérée :

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} \cdot \mathbf{x}(i) \cdot \mathbf{x}^H(i) \quad (\text{A.8})$$

$$\hat{r}_{xd} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} \cdot \mathbf{d}^*(i) \cdot \mathbf{x}(i) \quad (\text{A.9})$$

Le facteur d'oubli,  $0 < \gamma < 1$ , permet de donner plus d'importance aux échantillons les plus récents tandis que les échantillons plus lointains dans le temps sont oubliés. L'intérêt d'introduire le paramètre  $\gamma$  est de permettre au processeur de suivre les variations statistiques des signaux reçus.

En développant les expressions précédentes, nous obtenons les relations de récurrence :

$$\hat{R}_{xx}(n) = \gamma \cdot \hat{R}_{xx}(n-1) + \mathbf{x}(n) \cdot \mathbf{x}^H(n) \quad (\text{A. 10})$$

$$\hat{r}_{xd}(n) = \gamma \cdot \hat{r}_{xd}(n-1) + \mathbf{d}^*(n) \cdot \mathbf{x}(n) \quad (\text{A. 11})$$

Il reste maintenant à déterminer l'inverse de la matrice de covariance que l'on obtient par la relation de récurrence :

$$\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n) = \gamma^{-1} [\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) - \mathbf{q}(n) \cdot r_{xd} \cdot \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1)] \quad (\text{A. 12})$$

Où le facteur  $q$  est donné par :

$$\mathbf{q}(n) = \frac{\gamma^{-1} \cdot \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \cdot \mathbf{x}(n)}{\mathbf{1} + \gamma^{-1} \cdot \mathbf{x}^H \cdot \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \cdot \mathbf{x}(n)} \quad (\text{A. 13})$$

Finalement, les pondérations sont remises à jour :

$$\hat{\mathbf{w}}(n) = \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{q}(n) \cdot [\mathbf{d}^*(n) - \hat{\mathbf{w}}^H(n-1) \cdot \mathbf{x}(n)] \quad (\text{A. 14})$$

L'algorithme RLS converge plus rapidement que l'algorithme LMS au thème d'ordre de grandeur si le rapport SINR est grand. Il exige une première estimation du  $\mathbf{R}_{xx}^{-1}$  et un signal de référence.

#### **d. Le CMA : Algorithme à module constant :**

L'algorithme à module constant est un algorithme adaptatif sans visibilité proposé par **GODARA**, par **TREICHLER** et **AGEE**. Il n'exige aucune connaissance précédente du signal désiré. En forçant le signal reçu pour avoir une amplitude constante, CMA récupère le signal désiré.

L'équation de mise à jour du vecteur pondéral est donné par :

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) - \mu \cdot \mathbf{x}(n) \cdot \boldsymbol{\varepsilon}^*(n) \quad (\text{A. 15})$$

Et

$$\boldsymbol{\varepsilon}(n) = [1 - |\mathbf{y}(n)|^2] \cdot \mathbf{y}(n) \cdot \mathbf{x}(n) \quad (\text{A. 16})$$

Quand l'algorithme de CMA converge, il converge vers une solution optimale, mais la convergence de cet algorithme n'est pas garantie parce que la fonction «  $\varepsilon$  » n'est pas convexe et peut avoir des faux minima. Un autre problème potentiel est que s'il y a plus d'un signal fort, l'algorithme peut acquérir un signal peu désiré. Ce problème peut être surmonté si les informations additionnelles sur le signal désiré sont disponibles.

#### **e. L'AG : Algorithme génétique :**

L'algorithme génétique est une méthode itérative dont le principe est basé sur la compréhension des mécanismes de la sélection naturelle et de l'évolution des espèces.

Le concept **Darwinien** de survie des individus les mieux adaptés a d'abord été introduits par **John HOLLAND** au milieu des années 1970 dans le domaine de l'optimisation, puis étendu à l'optimisation fonctionnelle par **DE JONG**.

Selon **LERMAN** et **NGOUNET** (1995) un algorithme génétique est défini par :

- ❖ Individu/chromosome/séquence : une solution potentielle du problème ;
- ❖ Population : un ensemble de chromosomes ou de points de l'espace de recherche ;
- ❖ Environnement : l'espace de recherche ;
- ❖ Fonction de fitness : la fonction - positive - que nous cherchons à maximiser.

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation stochastique dont le but est d'optimiser la fonction de fitness. Elles travaillent sur une population de points appelés chromosomes est distribuée dans la totalité de l'espace de recherche .Un chromosome est constitué de paramètres à optimiser, codés en binaire et mis bout à bout. L'objectif est de rechercher la combinaison optimale de ces paramètres, donnant lieu à la meilleure valeur d'évaluation.

A chaque itération est créé une nouvelle population composée de chromosomes mieux adaptés à l'environnement tels qu'ils sont représentés par la fonction de fitness .Au cours de l'évolution, les individus vont tendre vers un optimum.

Les AGs sont alors basés sur les phases suivantes :

- **Initialisation.** Une population initiale de N chromosomes est tirée aléatoirement.
- **Évaluation.** Chaque chromosome est décodé, puis évalué ;
- **Sélection.** Création d'une nouvelle population de N chromosomes par l'utilisation d'une méthode de sélection appropriée ;
- **Reproduction.** Possibilité de croisement et mutation au sein de la nouvelle population ;
- **Retour** à la phase d'évaluation jusqu'à l'arrêt de l'algorithme.

Le nombre de générations que l'on souhaite exécuter peut être fixe a priori. C'est ce que l'on est tente de faire lorsque l'on doit trouver une solution dans un temps limite. L'algorithme peut être arrêté lorsque la population n'évolue plus ou plus suffisamment rapidement.

L'utilisation de l'AG dans différents champs d'étude a démontré son efficacité. En effet, il s'est révélé simple dans sa mise en oeuvre mais puissant dans ses performances relatives à d'autre méthodes.

Pour résumer, LERMAN et NGOUENET (1995) distinguent 4 principaux points qui font la différence fondamentale entre ces algorithmes et les autres méthodes :

1. Les algorithmes génétiques utilisent un codage des paramètres, et non les paramètres eux-mêmes.
2. Les algorithmes génétiques travaillent sur une population de points, au lieu d'un point unique.

3. Les algorithmes génétiques n'utilisent que les valeurs de la fonction étudiée, pas sa dérivée, ou une autre connaissance auxiliaire.
4. Les algorithmes génétiques utilisent des règles de transition probabilistes, et non déterministes.

- [1]: ladhem bouchra/mahdad latifa « *Etude des performances d'un système multi-antennes MIMO en exploitant la diversité spatiale* » may 2013.universite ABOU BAKR BELKAID – TLEMCEN.
- [2]: ferouani souhila « *étude et implémentation d'un système MIMO dans un contexte OFDM* », 2010, université ABOU BAKR BELKAID – TLEMCEN.
- [3]: Pascal Djiknavorian « *MIMO pour les nuls* », Janvier 2006, Laboratoire de Radio télécommunications et de Traitement du Signal, université Laval.
- [4] : « *caractérisation, modélisation, simulation et capacité du canal de transmission* », journées scientifiques 'propagation et télédétection.
- [5] : Jean François pardonche « *système de transmission sans fil multi-émetteur, multi-récepteur pour des applications transports. Etude des modèles de canal de propagation* »,13 février 2004, université des sciences et technologie de Lille.
- [6]: Helmi BEN HNIA, Abdennaceur KACHOURI, Ossama BEN BELGHITH, Lotfi KAMOUN, « *Etude des performances de la modulation OFDM pour l'utilisation dans les systèmes de communication sans fils de la 4G* » *Laboratoire d'Electronique et des Technologies de l'information (L.E.T.I) Ecole nationale d'Ingénieurs de Sfax, March 15-20, 2004 – TUNISIA*
- [7] : James Veilleux, « *MODULATION ADAPTATIVE MULTIPORTEUSES ÉTUDE ET IMPLANTATION MATÉRIELLE* », FACULTE DES SCIENCES ET DE GENIE UNIVERSITÉ LAVAL QUÉBEC, NOVEMBRE 2006
- [8] : HO Anh Tai, « *Application des technique Multi porteuses de type OFDM pour les futurs systèmes de télécommunication par satellite* », DOCTORAT DE L'UNIVERSITE de TOULOUSE, le : 30 Mars 2009.
- [9]: A. EL ZOOGHBY, « *Smart antenna engineering* ». Edition ARTECH HOUSE, Boston- London, 2005.
- [10]: B. AGEE, « *Blind separation and capture of communication signals using a multi target Constant Modulus Beamformer* ». IEEE Military Communications Conference, pp. 340-346, 1989.
- [11] : B. AICI & M. BENAMMER, « *Synthèse de réseaux d'antennes imprimées par l'algorithme génétique* ». Projet de fin d'études, université Abou-Bekr Belkaid, novembre 1999.
- [12]: B. PATTAN & P. HALLSD, « *Robust modulation methods and smart antennas in wireless communications*». Prentice Hall PTR, august 1999.
- [13]: B. WIDROW, P.E. MANTHEY, L. J. GRIFFITHS & P. B. GOODE, « *Adaptive antennas systems* ». Proc. IEEE, vol. 55, pp. 2143-2158, 1967.
- [14]: C. G. GÜNTHER, J. E. PADGETT & T. HATTORI, « *Overview of wireless personal communications* ». IEEE Communications Magazine, Vol.33, pp. 28-41, 1995.

- [15] : Ch. DALL'OMO, « *Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de matrices de butler* ». Thèse doctorat, université de Limoges, novembre 2003.
- [16]: D. NOWICKI & J. ROULELIOTIS, « *Smart antenna strategies* ». Mobile Communications International, pp.53-56, April 1995.
- [17] : E. BURACCHINI, F. MURATORE, V. PALESTINI & M. SINIBALIDI, « *Performance analysis of a mobile system based on combined SDMA/CDMA access technique* ». Proceedings of the International Symposium on Spread Spectrum, pp. 370-374, Hanover (Germany), September 1996.
- [18]: I. STEVANOVIĆ, A. SKRIVERVIK & J. R. MOSIG, « *Smart antenna systems for mobile communication* ». Final report, Ecole Polytechnique Fédérale (Lausanne), January 2003.
- [19]: J. E. HUDSON, « *Adaptive Arrays – Principle* ». IEE Electromagnetic wave series 11, 1981.
- [20]: J. FERNANDES, O. SOUSA & J. NEVES, « *Impact of the antenna set-up and arrays on mobile radio systems* ». Proceedings of the international conference on universal and personal communications ». ICUPC, pp.387-391, Tokyo (Japan), Nov.6-10, 1995.
- [21]: J. Litva, T.K. Y Lo, « *Digital beamforming in wireless communications* ». ARTECH HOUSE Publishers, 1996.
- [22] : J. M. ALLIOT & N. DURAND, « *Algorithmes génétiques* », pp 1-6, March 2005.
- [23]: J. R. TREICHLER & B. AGEE, « *A new approach to multipath correction of constant modulus signals* ». IEEE Trans. Acoustic, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-31, pp. 459-472, April 1983.
- [24] : K. HETTAK & G. Y. DELISLE, « *Conception et réalisation d'antennes Intelligentes* ». LRTS Rapport annuel d'activités 1998-1999.
- [25] :N. FADLALLAH, « *Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage* ». Thèse doctorat, université de Limoges, mai 2005.
- [26] : S. TABBANE, « *Réseaux Mobiles* ». Edition HERMES, Paris, 1997.
- [27]: W. ROTMAN & R. F. TURNER, « *Wide-angle microwave lens for line source Applications* ». IEEE Transactions on antennas and propagation, pp. 623-632, 1963.
- [28] : X. LAGRANGE, P. GODLEWSKI & S. TABBANE, « *Réseaux GSM-DCS* ». Editions HERMES, septembre 1996.

[29]: Li Y. , M.J. FEUERSTEIN & D.O. REULINK, « *Performance evaluation of a cellular base station multibeam antenna* ». IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.46, n°1, pp.1-9, february 1997.

[30] : Maha BEN ZID, « *Emploi de techniques de traitement de signal MIMO pour des applications dédiées réseaux de capteurs sans fil* », 09 Juillet 2012, L'Université DE GRENOBLE.

[31] : Pierre-Jean BOUVET, « *Récepteurs itératifs pour systèmes multi-antennes* », le 13 décembre 2005, Equipe d'accueil : Laboratoire Broadband Wireless Acces, France Telecom division R&D, Ecole doctorale : Matisse, Composante universitaire : INSA de Rennes.

[32] : Jonathan Letessier, « *Performances théoriques de systèmes MIMO pré-égalises et applications avec un simulateur de propagation 3D* », le 25 novembre 2005, l'Université de Bretagne Occidentale.

[33] : Ludovic COLLIN, « *Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale.* », 17 décembre 2002, l'Université de Bretagne Occidentale.

[34] : BENYAROU MOURAD, « *Optimisation des systèmes multi appliqués aux systèmes MC-CDMA* », Année Universitaire 2012-2013, UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID-TLEMCEN.

[35] : FEROUANI SOUHEYLA, « *Traitement d'Antennes Adaptatives pour l'Optimisation des Performances des Systèmes MIMO-OFDM dans les Réseaux de Télécommunications Sans Fil* », Soutenue en 2014, UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID-TLEMCEN.

[36] : Jean-François PARADONCHE, « *système de transmission sans filk multi-émetteur, multi-récepteur pour des applications transport. Etude des modèle de canal de propagation* », 13 février 2004, université des sciences et technologie de Lille.

[37] : Vincent Le Nir, « *Étude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multi porteuses* », 16 NOVEMBRE 2004, l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes.

[38] : Bakir Hadj Ali, « *Exploitation de l'association des techniques MIMO-OFDM pour la transmission dans les réseaux locaux sans fil* », 2012, UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID-TLEMCEN.

[39] : Didier Le Ruyet, « *SYSTEMES MULTI ANTENNES (MIMO)* », Laboratoire electronique et Communication, Email : [leruyet@cnam.fr](mailto:leruyet@cnam.fr).

[40] : Didier Le Ruyet, « *Systèmes MIMO et codage Spatio Temporel* », Conservatoire National des Arts et Métiers, Email : [leruyet@cnam.fr](mailto:leruyet@cnam.fr).

- [41] : Philippe Ciblat, « *Théorie de l'information et codage pour les canaux de Rayleigh MIMO* », École Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, France.
- [42] : Kais MABROUK, « *Conception et réalisation d'un système de Télécommunications MIMO avec Formation Numérique de Faisceaux en réception ; Calibrage aveugle du Démodulateur triphasé Zéro-IF et comparaison au démodulateur classique à 2 voies I et Q* », 12 décembre 2008, l'école national supérieure des télécommunications Paris.
- [43]: Barry D. Van Veen and Kevin M. Buckley. «*Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering*», IEEE ASSP Magazine, April 1998.
- [44] : MAXIME BOULA Y, « *ÉTUDE COMPARATIVE DES TECHNIQUES D'ANNULATION DES INTERFÉRENCES DANS UN SYSTÈME MIMO-OFDM* », DÉCEMBRE 2009, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC.
- [45] : Ferré Guillaume, « *Codage spatio-temporel et techniques de décodage itératives pour systèmes multi-antennes* », 4 Juillet 2006, UNIVERSITE DE LIMOGES.
- [46] : Adlane CHABOUBE, « *ETUDE DES ALGORITHMES DE TRAITEMENT DE SIGNAL REQUIS POUR SYSTEME DE COMMUNICATION MIMO* », 21 Mai 2003, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC.
- [47] : Olivier BERDER, « *Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes* », 20 décembre 2002, l'Université de Bretagne Occidentale.
- [48]: (H. H. PHAM, T. TANIGUCHI & Y. KARASAWA, « *MIMO beamforming for highbit-rate transmission over frequency-selective fading channels* ». ISSSTA, Sydney (Australia), 30 aug. - 2 sep. 2004.)