



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA



RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen

Faculté de Technologie

Laboratoire de Télécommunications de Tlemcen LTT

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE POUR L'OBTENTION DU

DIPLOME DE MASTER

EN

RESEAUX ET SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS

Préparé au Département de Télécommunication

Et présenté par

Bouabdallah Wissem Achraf et Arbane Amine

Intitulé du mémoire

*Etude des systèmes multi antennaires à base des
antennes intelligentes*

Sous la direction du **Mr. Sidi Mohammed BAHRI**
Soutenu publiquement le 16 Juin 2015 devant la commission d'examen

Composée de :

Mr. BENDIMERAD Fethi Tarih	Prof, à l'Université de Tlemcen	Président
Mr. ABDELMALEKID Abdelhafid	MC, à l'Université de Tlemcen	Examineur

Année universitaire 2014 - 2015

Dédicaces

Je dédie ce travail :

*à mon cher père et ma chère mère
à ma petite sœur et ma grand mère
à tout mes amis et tout ma famille de pré et de loin
et spécialement a une chère amie pour son soutien*

Bouabdallah Wissem Achraf

Dédicaces

Tlemcen, le 16 juin 2015

Je dédie ce travail :

*à ma chère mère et mon cher père
à mes deux sœurs et mon grand frère
à mes amis a ma familles de loin et du pré
et spécialement a une chère amie pour son soutien*

*§ Je n'oublie pas également mes amis mes collègue qui mon aide on craillant
une ambiance agréable et amicale tout au long de ces années d études. §*

Arbane Amine

Tlemcen, le 16 juin 2015

Remerciement

Ce document présente les travaux effectués dans le cadre de notre projet de fin d'étude de Master au Département de Télécommunication de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen. En premier lieu, nous tenons à exprimer notre gratitude à notre Encadreur

Mr. BAHRI Sidi Mohammed pour son bienveillance et sa disponibilité.

Nous remercions les membres du jury, Monsieur

Mr. BENDIMERAD Fethi Tarik

d'avoir l'amabilité de présider le jury,

Nous tenons également à adresser nos remerciements à

Mr . ABDELMALEK Abdelhafid

d'avoir accepter d'examiner notre travail. Espérant qui le trouve correspondant à leurs attentes avec nos sincères remerciements.

Nous tenons particulièrement
à remercier Allah le tout puissant,
ce mémoire n'aurait jamais été réalisé sans sa bénédiction.

Je tiens aussi à exprimer mes remerciements à tous les enseignants qui ont contribué à Me donner une formation solide tout au long de mes années d'études.

§ *Si on veut une chose on peut l'avoir* §

Les canaux de propagation en particulier dans les zones urbaines et rurales présentent une propagation riche en trajets multiples. La solution à ces phénomènes 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-adaptatives (Multiple Input, Multiple Output). Le but de ce travail est de mettre au point un algorithme de traitements adaptatifs des signaux voir reconfigurables, afin d'optimiser l'exploitation des potentialités du système à l'émission et à la réception. Il s'agit donc d'implanter de tel algorithme pour améliorer les performances du système de transmission sans fil sans influencer sur la qualité d'émission et de réception.

Mots clés : Antennes MIMO, antennes intelligentes, antennes MIMO adaptative, algorithme à maximisation du rapport signal sur bruit.

Abstract

The propagation channels especially in urban areas and intra-building present a rich multipath propagation. The solution to these problems is the combination of all the energy available from the desired issuer and rejection at the reception of all signals interference from other systems. To do this, you should developed transmission techniques called adaptive- MIMO (Multiple Input, Multiple Output). The aim of this research is to develop processing adaptive algorithms for reconfigurable signal, to optimize the potentialities the exploitation of the system for transmission and reception. It is therefore to conceive such algorithms to improve the performance of the wireless communication system without affecting the quality of transmission and reception.

Key words: MIMO antennas , smart antennas , beamforming MIMO antennas ,smart antennas for maximizing the signal to noise ratio.

Table de matière :

Dédicace :.....	I
Remerciement :.....	II
Résumé :.....	III
Abstract:.....	IV
Table de matiere :	V
Liste de figures:.....	IX
Acronymes et abréviation :	IV
Introduction générale :.....	1

Chapitre I : Généralité sur la transmission sans fil

I.1- Introduction :.....	3
I.2- Canaux de transmission :	3
I.2.1-Description des phénomènes physiques à l'intérieur du canal :	4
☐ Les phénomènes à grande échelle :.....	4
☐ Les phénomènes à petit échelle :.....	4
I.2.2 -Les bruits :.....	5
I.3- Canaux à évanouissements :.....	5
I.4- Sélectivité d'un canal :.....	7
I.4.1- Canal sélectif en fréquence :.....	7
I.4.2 - Canal sélectif en temps :	7
I.4.3- Canal sélectif en temps et en fréquence :.....	8
I.4.4- Canal non sélectif :	8
I.5- Modélisation du canal de propagation :.....	8
I.5.1- Le modèle de canal gaussien :	8
I.5.2-Canal avec évanouissement et bruit blanc Gaussien aditif (canal de Rayleigh) :.....	9
I.6- Notions de diversité :.....	10
I.6.1 Diversité temporelle :.....	10
I.6.2 Diversité de fréquence :.....	10
I.6.3 Diversité spatiale :	10
I.6.4 Diversité de polarisation :	10
I.7- Conclusion :.....	10

Chapitre II : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

II.1 –Introduction :.....	12
II.2- Réseaux d'antennes :.....	12
II.2.1. Définition :.....	12
II.2.2. Réseau linéaire à gradient de phase :.....	13
II.3- Antennes intelligentes :.....	14
II.3.1- Récepteur d'antenne intelligente :.....	14
II.3.2- Émetteur d'antenne intelligente :.....	15
II.3.3- Concept d'antennes intelligentes :.....	16
II.4- Avantages des antennes intelligentes :.....	16
II.5- Type des antennes intelligentes :.....	16
II.5.1- Antennes adaptatives :.....	17
II.5.2- Systèmes à faisceaux commutés (SBA) :.....	17
II.6- Formation de voies et annulation d'interférents :	17
II.7- Formation de voies optimales :.....	18
II.7.1- Techniques basées sur les directions :.....	18

Table de matière :

II.7.2- Technique basée sur un signal de référence :	18
II.8- Conclusion :	18

Chapitre III : Technologie MIMO

III.1- Introduction :	19
III.2-Présentation des systèmes multi-antenne :	19
III.3- Concept et capacité des canaux MIMO :	19
1. Canal SIMO :	20
2. Canal MISO :	21
3. Canal MIMO :	21
III.4- Système MIMO à base de codes spatio-temporels :	21
III.4.1- Codage spatio-temporel en treillis :	22
III.4.2- Codage spatio-temporel par blocs :	23
☒ Codes STB linéaires [14] :	23
III.5- Système MIMO à base de multiplexage spatial :	23
III.5.1- D-BLAST :	24
III.5.2- V-BLAST:	24
III.5.3- H-BLAST :	25
III.6-MIMO Beamforming :	26
III.7- Récepteurs les plus courants :	27
III.7.1-Egaliseur par forçage à zéro (ZF) :	27
III.7.3-Récepteur à retour de décision V-BLAST :	27
III.8- Conclusion :	28

Chapitre IV : Implémentation des algorithmes adaptatifs

IV.1- Introduction :	29
IV.2- Principe de l'algorithme MIMO adaptatif :	29
IV.3- Détermination du vecteur de pondération d'émission et de réception :	30
IV.4- Suppositions générales :	31
IV.5- L'étude du rapport SINR basant sur l'algorithme itératif :	32
IV.6- Influence du nombre d'antennes sur le rapport signal sur bruit.	33
IV.6.1- Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 2×2	33
IV.6.2- Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 3×3 :	34
IV.6.3- Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 4×4 :	35
IV.6.4- Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 6×6 :	36
IV.6.5- Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 8×8 :	37
IV.7- Etude des performances du système MIMO adaptatif avec les modulations M-QAM et M-PSK :	37
IV.8- Influence du nombre des symboles affectés par les retards sur le système MIMO beamforming :	38
IV.9- Conclusion :	40
Conclusion général :	41
Références bibliographique :	42

Liste des figures :

<i>Figure I 1. Représentation du canal radio mobile. Distinction entre canal de propagation et Canal de transmission.</i>	3
<i>Figure I 2. Balancement à petite et à grand échelle de la repense du canal.</i>	5
<i>Figure I 3. Evanouissement rapide pour les symboles carrés simples.</i>	6
<i>Figure I 4. Evanouissement lent pour les symboles carrés simples.</i>	7
<i>Figure I 5. Canal sélective en fréquence.</i>	7
<i>Figure I 6. Comparaison montre un canal non sélectif.</i>	8
<i>Figure I 7. Prototype d'un canal avec bruit additif blanc gaussien.</i>	9
<i>Figure I 8. Illustration d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien.</i>	10
<i>Figure II 1. Représentation d'un réseau linéaire.</i>	12
<i>Figure II 2. Schéma représentatif d'un réseau linéaire.</i>	13
<i>Figure II 3. Antenne intelligente réceptrice.</i>	15
<i>Figure II 4. Antenne intelligente émettrice.</i>	15
<i>Figure II 5. Le principe de base d'une antenne intelligente.</i>	16
<i>Figure II 6. Réseau d'antenne adaptative.</i>	17
<i>Figure III 1. Le concept d'un système MIMO.</i>	20
<i>Figure III 2. Diagramme de treillis pour un STTC à 4 états.</i>	23
<i>Figure III 3. Architecture d'un transmetteur D-BLAST.</i>	24
<i>Figure III 4. Architecture d'un transmetteur V-BLAST.</i>	25
<i>Figure III 5. Architecture d'un transmetteur H-BLAST.</i>	26
<i>Figure III 6. Provenance de la formation de faisceaux.</i>	26
Figure IV. 1: La configuration MIMO Beamforming.	29
Figure IV. 2: Le rapport SINR pour le système MIMO adaptatif 4×4.	32
Figure IV. 3: Performances du système MIMO adaptatif 2×2.	33
Figure IV. 4: Performances du système MIMO adaptatif 3×3.	34
Figure IV. 5: Performances du système MIMO adaptatif 4×4.	35
Figure IV. 6: Performances du système MIMO adaptatif 6×6.	36
Figure IV. 7: Performances du système MIMO adaptatif 8×8.	37
Figure IV. 8: Le BER pour la modulation numérique QAM.	38
Figure IV. 9: Le BER pour la modulation numérique PSK.	38
Figure IV. 10: Influence des symboles retardés.	39

Acronymes et abréviation

AMRS Accès Multiple par Répartition Spatiale

A/N Analogique/Numérique

BBAG Bruit Blanc Additif Gaussien

BLAST Bell Labs Space Time Architecture

BS Base Station

BTS Base Transceiver Station

CSI Canal State Information

OFDM Orthogonal frequency division multiplexing

D-BLAST Diagonal-Bell Labs Space Time Architecture

DSP Digital Signal Processing

RIF Réponse Impulsionnelle Finie

GSM Global System for Mobile communications

H-BLAST Horizontal-BLAST

IEEE Institut of Electrical and Electronic Engineers

IES Interférences Entre Symboles

LAN Local Area Network

MIMO Multiple Input Multiple Output

EQMM Erreur quadratique moyenne minimal

MISO Multiple Input Single Output

MV Maximum de Vraisemblance

N/A Numérique/Analogique

QAM Quadrature Amplitude Modulation

SIMO Single Input Multiple Output

SISO Single Input Single Output

SNR Signal to Noise Ratio

LCMV linearly Constrain Minimum Variance

ML Maximum likelihood

SNIR Signal to Interference plus Noise ratio

RSB Radio Signal Bruite

MMSE Minimum Mean Square Error

STB Space Time Block

STBC Space Time Block Code

STBCORT ORTOGHONAL Space Time Block Code

STTC Space Time Trellis Code

TEB Taux d'Erreur Binaire

V-BLAST Vertical - Bell Labs Space Time Architecture

ZF Zero Forcing

OSIC Ordered successive Interférences Consolation

Introduction Générale :

Depuis quelques décennies, on observe dans le domaine des télécommunications l'apparition de nouvelles technologies permettant de communiquer de manières différentes. Les transmissions sans fil sont en pleine augmentation avec la radio et la télévision numérique, bien sûr les téléphones mobiles GSM. Les ressources en canaux de transmission sont de plus en plus saturées, en particulier dans la bande de la téléphonie mobile et présentent une diffusion riche en trajet multiples.

Toutefois les systèmes actuels sont déjà performants et la limite théorique donnée par la capacité reste toujours insuffisante pour les exigences du futur.

Une solution à ces problèmes consiste en la combinaison (concentration) de 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-adaptatives (Multiple Input Multiple Output).

Ces systèmes doivent être robustes, disponibles, autorisant des débits très importants tout en étant économes en ressources radioélectriques et cela dans des environnements de propagation complexes et fortement variables tels que les environnements mobiles multi-trajets.

Les architectures, dites MIMO, ont été développées de manière significative par les laboratoires Bell en 1997. Elles permettent d'atteindre à la fois de très hautes efficacités spectrales et de lutter efficacement contre les évanouissements du signal.

Nous allons étudier ici les algorithmes adaptatifs pour des transmissions multi antennes MIMO haut débit en réseaux sans fil.

Organisation du document

Le projet de fin d'études s'articule en 4 chapitres :

1. Le premier chapitre introduit rapidement une généralité sur la transmission sans fil, l'étude du canal radio pour représenter les défis que les MIMO doivent y relever, notamment les canaux BBAG. Nous allons présenter aussi les différentes sortes de diversité en particulier la diversité spatiale susceptible d'améliorer la qualité de transmission.
2. Le deuxième chapitre porte sur l'étude des 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 sera présentée.
3. Le chapitre suivant introduit les différentes techniques MIMO ainsi que leurs capacités. Une description sur les différentes techniques de codages spatio-temporels, multiplexage spatial, les MIMO Beamforming et les récepteurs les plus courants sera présentée.
4. Le dernier chapitre est divisé en quatre parties. La première partie expose le développement suffisant du rapport SINR à la réception en se basant sur l'algorithme itératif proposé pour un nombre différent de canaux retardés. La deuxième partie étudie l'intégration de la diversité spatiale avec la technologie MIMO-adaptative, dont le but d'examiner l'intérêt de cette dernière et minimiser le taux d'erreur afin d'obtenir des meilleures qualités du signal à la réception.

Introduction Générale :

La troisième partie traite l'assimilation des modulations numériques **M-QAM et M-PSK** dans un système MIMO adaptatif dont le profit de montrer l'efficacité de cette technologie avec plusieurs types de modulations numériques.

Finalement, la dernière partie démontre l'influence de la variation des nombre du symbole sur les performances de notre étude.

Chapitre 1

Généralité sur la transmission sans fil

Chapitre I : Généralité sur la transmission sans fil

I.1- Introduction :

La communication sans fil constitue un domaine très évolutif dans les systèmes de communications. Cette évolution constante des technologies sans fil change considérablement le cours de vie des humains, leur travail et leurs distractions.

La prolifération des petits objets communicants sans fil fait de cette technologie une partie intégrante de la vie quotidienne et un outil indispensable d'affaires.

Un réseau sans fil est un réseau de machines qui n'utilisent pas de câbles. C'est une technique qui permet aux particuliers, aux réseaux de télécommunications et aux entreprises de limiter l'utilisation de câbles entre diverses localisations.

Le rôle d'un système de télécommunications est de transmettre à distance des informations d'un émetteur à un ou plusieurs récepteurs au travers d'un canal de manière fiable et à coût réduit. Tandis, il y a deux semblants fondamentaux des communications sans fil qui font de ces systèmes un problème de challenge : le phénomène d'évanouissement et les interférences. Ces phénomènes dégradent généralement la qualité et le débit des systèmes de communications sans fil.

Ainsi pour trouver des résolutions des effets négatifs de ces phénomènes, les techniques de diversité d'antennes peuvent-être utilisées pour améliorer les performances des systèmes de communications sans fil.

I.2- Canaux de transmission :

Le canal de propagation est le support physique de la transmission reliant l'émetteur au récepteur. Dans les systèmes de télécommunication sans fil, l'information est transportée par une onde électromagnétique se propageant à travers un canal de propagation. La propagation des ondes radios dans les canaux sans fils terrestres est un phénomène compliqué caractérisé par une multitude d'effets qui font varier la puissance du signal mesurée.

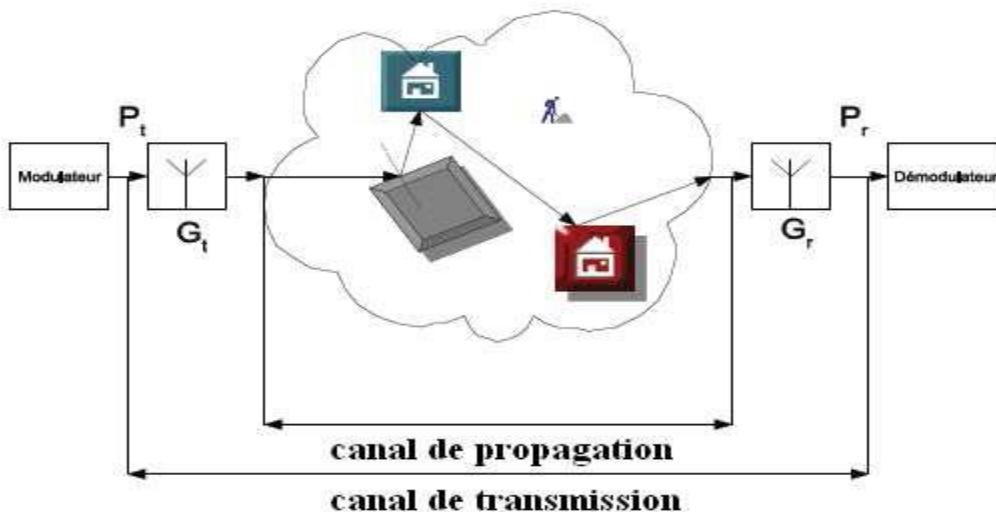


Figure I 1. Représentation du canal radio mobile. Distinction entre canal de propagation et Canal de transmission.

Chapitre I : Généralité sur la transmission sans fil

I.2.1-Description des phénomènes physiques à l'intérieur du canal :

Au récepteur, la puissance des ondes émises par l'antenne émettrice fluctue en fonction du déplacement et de la durée d'observation ainsi que de la caractéristique de l'environnement. On peut alors distinguer deux formes.

- **Les phénomènes à grande échelle :**

Cette classe comprend deux effets : l'affaiblissement en distance et les effets de masquage [3]. La première cause de perte de puissance est due à la propagation en espace libre de l'onde électromagnétique, qui s'explique par la dispersion isotrope de l'énergie transmise suivant les trois dimensions spatiales. Les pertes en espace libre augmentent avec la fréquence et avec la distance. L'effet de masquage est dû à la présence d'obstacle (*bâtiment, forêt,...*) entre l'émetteur et le récepteur. Aux fréquences auxquelles opèrent les systèmes de télécommunication, l'onde électromagnétique traverse ces obstacles, mais subit une atténuation de puissance en fonction de la nature du matériau traversé.

- **Les phénomènes à petite échelle :**

Les variations de la puissance à petite échelle, que l'on appelle évanouissements, sont mesurées sur un intervalle de temps suffisamment court pour négliger une variation des phénomènes à grande échelle [4].

En réalité, une multitude de trajets est créée par le canal au gré des phénomènes de réflexion, réfraction, diffraction et diffusion de l'onde. Il y a trois principaux mécanismes qui caractérisent les interactions de l'onde électromagnétique avec son environnement :

- ☞ **La réflexion** : L'onde électromagnétique rencontre un obstacle dont les dimensions sont grandes comparées à la longueur d'onde. Une partie de l'énergie de l'onde est réfléchi par l'obstacle avec un angle égal à celui d'arrivée. L'autre partie de l'énergie est absorbée par l'obstacle suivant le phénomène de réfraction.

- ☞ **La diffraction** : L'onde électromagnétique rencontre un obstacle présentant des dimensions de l'ordre de la longueur d'onde ou présentant des arêtes vives.

D'après le principe de **HUYGHENS** chaque point de l'arête par exemple, se comporte comme une source secondaire qui rayonne à nouveau l'onde dans toutes les directions.

- ☞ **La diffusion** : Lorsque l'onde électromagnétique rencontre sur son trajet un grand nombre d'objets dont la taille est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde ou plus petite, son énergie est dispersée dans toutes les directions.

Chapitre I : Généralité sur la transmission sans fil

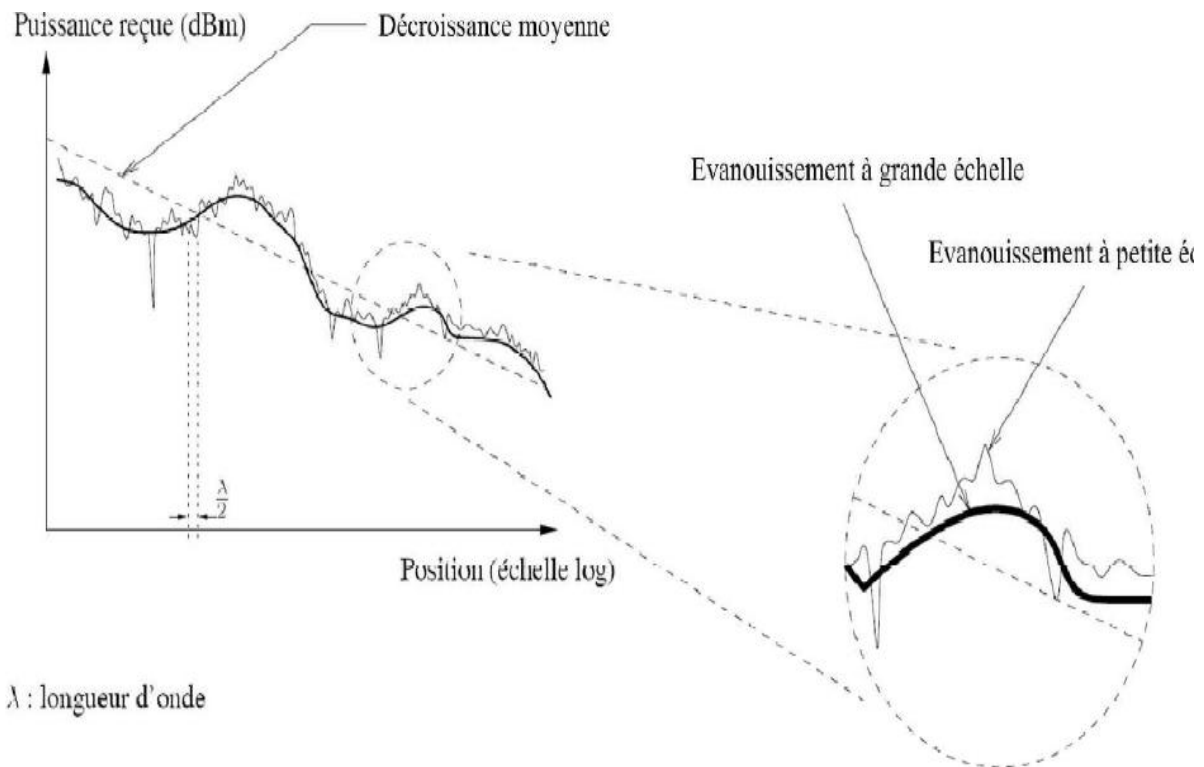


Figure I 2. Balancement à petite et à grand échelle de la repense du canal.

I.2.2 -Les bruits :

Dans toute mesure ou transmission de signal, on observe des signaux d'origines multiples (*rayonnement, effet d'antenne, bruit des composants,...*) qui se superposent à l'information recherchée. Ce bruit se traduit par l'apparition de signaux erratiques qui génèrent des tensions ou des courants parasites et se rajoutent au signal utile. Le bruit est donc un signal indésirable qui vient perturber l'information utile.

I.3- Canaux à évanouissements :

Canal sans fil est un canal à évanouissements. Le canal sans fil se caractérise par les variations en temps et en fréquence. L'atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets, mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal. Le phénomène de multi-trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé se propage par plusieurs chemins de l'émetteur au récepteur. En ce qui concerne les variations temporelles du canal, on peut distinguer deux classes, l'étalement temporel et l'effet Doppler, pouvant par ailleurs constituer une base pour la classification des canaux à évanouissements [4].

➤ Étalement temporelle :

Lors d'une transmission sur un canal à évanouissements, les composantes du signal ayant emprunté des chemins distincts arrivent au récepteur avec des retards différents. L'étalement temporel, noté T_m et défini par la différence entre le plus grand et le plus court des retards, permet de caractériser par une seule variable la dispersion temporelle du canal. La bande de

Chapitre I : Généralité sur la transmission sans fil

cohérence du canal, notée B_c , correspond à la gamme de fréquence sur la quelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal, fortement corrélées, subissent des atténuations semblables. En dehors de cette bande de fréquence en revanche, les distorsions du signal deviennent non négligeables. En général, la bande de cohérence d'un canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de son étalement temporel : $B_c = 1/T_m$;

➤ Effet Doppler :

On peut considérer l'effet Doppler comme le pendant fréquentiel de l'étalement temporel, et définir ainsi un étalement fréquentiel B_m correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence inhérents aux multiples trajets. On représente par T_c le temps de cohérence du canal, durant le quelles distorsions temporelles du canal restent négligeables. Traditionnellement, T_c est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel : $T_c = 1/B_m$

➤ Canal à évanouissement rapide et à évanouissement lent :

Ces caractéristiques font référence aux effets court terme ; la classification d'un canal à évanouissement rapide ou à évanouissement lent est reliée à la notion de temps de cohérence du canal T_c . Un canal est dit à évanouissement rapide si la durée d'un symbole transmis T_s est égale ou plus grande que le temps de cohérence du canal. La réalisation du canal change donc d'un symbole à l'autre voir même durant le temps symbole comme nous le montrons cette figure.

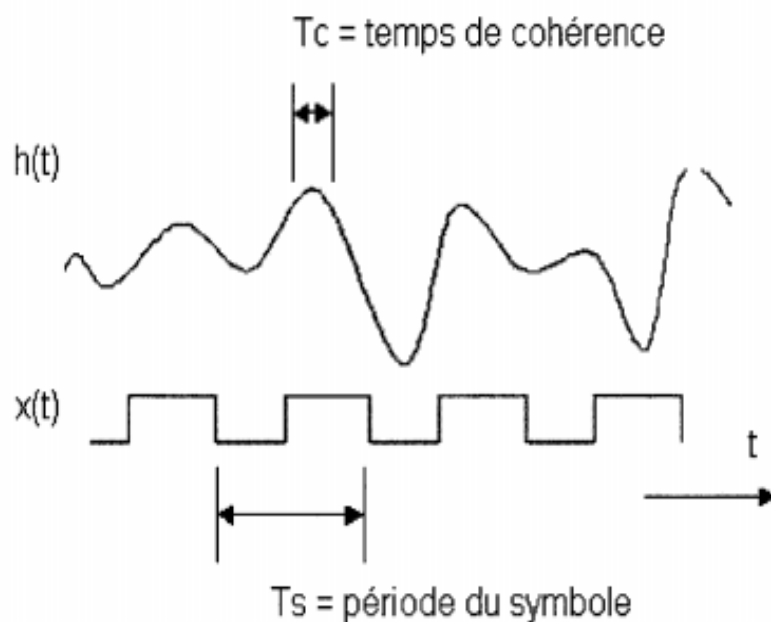


Figure I 3. Evanouissement rapide pour les symboles carrés simples.

Un canal est dit à évanouissement lent si le temps de cohérence du canal est beaucoup plus grand que la durée symbole.

Dans un canal à évanouissement lent, la réponse impulsionnelle du canal change avec un taux plus lent que le signal de bande de base transmis $S(t)$. Ce type d'évanouissement est illustré à la figure I.5 [5].

Chapitre I : Généralité sur la transmission sans fil

ET

$$T_s \ll T_c$$

$$B_s \gg B_c$$

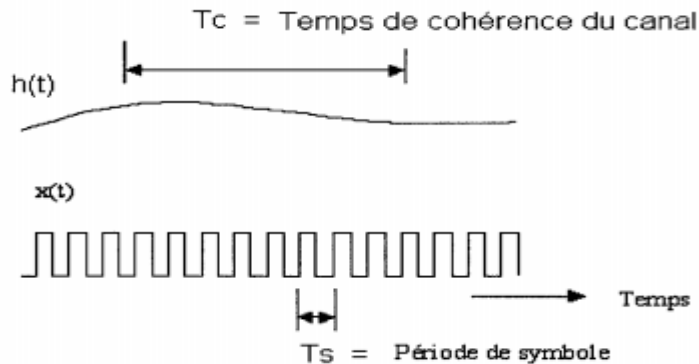


Figure I 4. Évanouissement lent pour les symboles carrés simples.

I.4- Sélectivité d'un canal :

La notion de sélectivité [6] 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 :

I.4.1- Canal sélectif en fréquence :

On désigne par canal sélectif en fréquences [46], un canal avec évanouissements à haut niveau de corrélation dû à des fréquences rapprochées et sans corrélation pour les fréquences bien espacées. Implicitement, ce type de canal est non sélectif en temps. Nous parlons d'un canal sélectif en fréquence [8] si la largeur de bande B_s du signal à transmettre est plus grande que la bande de cohérence du canal B_c , 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.

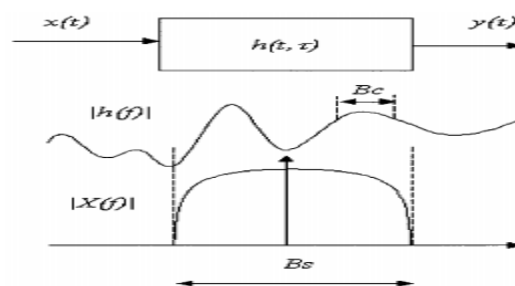


Figure I 5. Canal sélective en fréquence.

I.4.2 - Canal sélectif en temps :

On veut dire par un 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

Chapitre I : Généralité sur la transmission sans fil

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_s de transmission d'un symbole est plus grande que T_c .

I.4.3- 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.

I.4.4- 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_s est très petite par rapport à la bande cohérente B_c . Autrement dit, le temps symbole T_s est largement inférieur au temps de cohérence ($T_s \ll T_c$). 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.

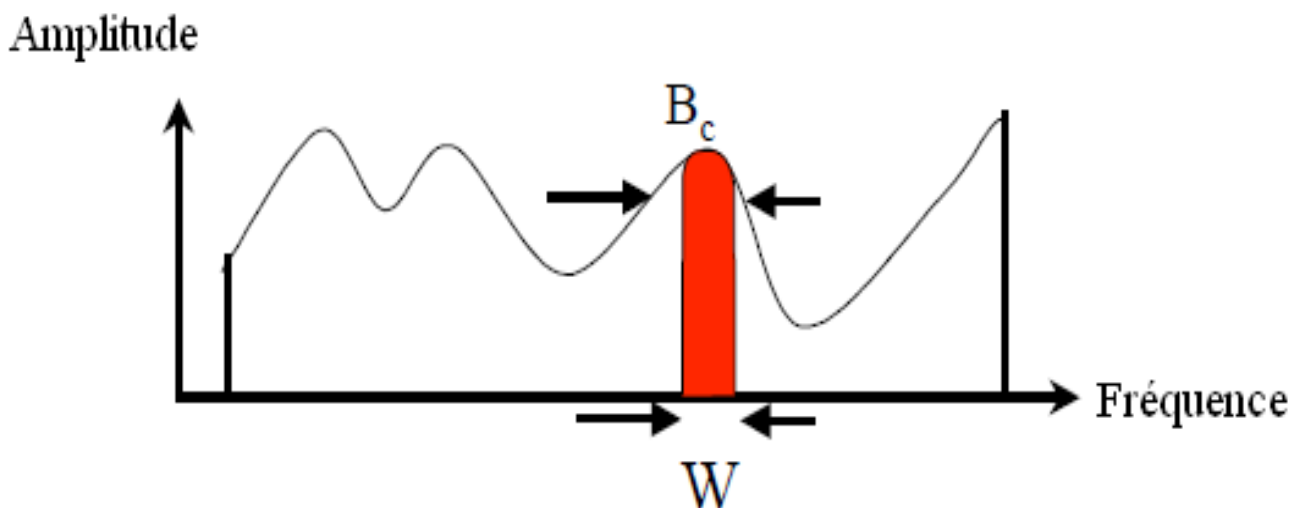


Figure I 6. Comparaison montre un canal non sélectif.

I.5- Modélisation du canal de propagation :

La modélisation du canal [9] est un intervalle très large ; de nombreuses méthodes existent pour représenter avec plus ou moins de faveur l'environnement de propagation. Certaines utilisent une description géographique et des méthodes géométriques pour modéliser finement la propagation des ondes. D'autres se basent sur des campagnes de mesures pour extraire des valeurs d'atténuation (causées par les obstacles) pour établir des bilans de liaison.

I.5.1- Le modèle de canal gaussien :

Le canal gaussien pour les communications sans-fils est le canal statistique le plus simple du point de vue de la mise en œuvre, mais pas forcément le plus réaliste. Il modélise uniquement le bruit thermique du récepteur comme une variable aléatoire (V.A) gaussienne de densité de

Chapitre I : Généralité sur la transmission sans fil

probabilité $f_x(x)$ et s'ajoute au signal utile. La variable aléatoire est appelée le bruit blanc additif gaussien (BBAG). Le bruit est dit blanc car il perturbe de façon identique tout le spectre avec une densité spectrale de puissance, mono latérale constante N_0 (W/Hz).

Le bruit est alors entièrement défini statistiquement par sa moyenne μ_b nulle et sa variance σ^2 . Le signal reçu $r(t)$ est la résultante du signal $s(t)$ avec l'ajout du bruit $n(t)$ modélisé par une fonction de densité de probabilité gaussienne.

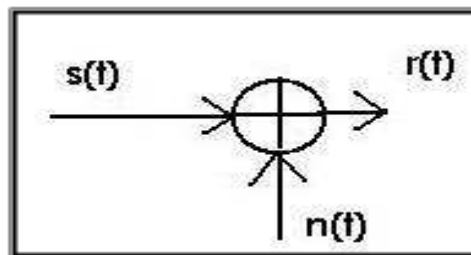


Figure I 7. Prototype d'un canal avec bruit additif blanc gaussien.

I.5.2- Canal avec évanouissement et bruit blanc Gaussien additif (canal de Rayleigh) :

C'est un canal qui modélise à la fois un évanouissement et un BBGA. Ce canal théorique peut également modéliser un canal sélectif en fréquence (et éventuellement en temps) pour lequel nous avons procédé à une modulation/démodulation OFDM. Ce modèle est décrit par l'équation : $r(t) = h(t; t_d) * s(t) + n(t)$

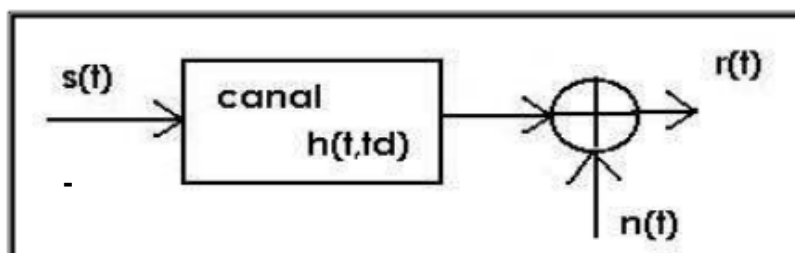


Figure I 8. Illustration d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien.

I.6- Notions de diversité :

La diversité [10] est une technique utilisée dans les systèmes de transmission pour combattre l'évanouissement à petite échelle causé par les trajets multiples. Son principe est de transmettre plusieurs répliques de la même information sur plusieurs liaisons avec des

Chapitre I : Généralité sur la transmission sans fil

puissances comparables, dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de fortes atténuations augmentant ainsi la fiabilité de la liaison. On va exploiter quatre différents types de diversité.

I.6.1 Diversité temporelle :

L'information est répétée dans le temps à intervalle plus grand que le temps de cohérence du canal. Le désavantage de la diversité temporelle est évidemment le retard induit par la diversité, ce qui réduit le débit de transmission.

I.6.2 Diversité de fréquence :

Le même signal est retransmis sur plusieurs fréquences porteuses. L'écart fréquentiel est supérieur à la bande de cohérence du canal. On a le même désavantage de la diversité de fréquence que celui de la diversité temporelle. On perd l'efficacité spectrale qui est liée au débit de transmission.

I.6.3 Diversité spatiale :

Dans ce cas, le récepteur traite des versions indépendantes du signal, obtenues à partir de capteurs judicieusement disposés. La distance minimale à respecter entre capteurs est de l'ordre d'une fois la longueur d'onde du signal pour le mobile. Elle peut atteindre plus de dix fois la longueur d'onde pour une station de base de façon à garantir un évanouissement indépendant.

I.6.4 Diversité de polarisation :

L'idée de la diversité de polarisation est d'introduire une paire d'antennes verticale et horizontale au récepteur afin de capter le signal radioélectrique qui contient les deux composantes de polarisation. L'avantage se trouve dans le fait qu'il n'est pas nécessaire d'espacer les deux antennes pour avoir deux canaux à évanouissement indépendant.

I.7- Conclusion :

Ce chapitre a présenté quelques généralités sur la transmission numérique, les phénomènes de propagation physique, puis nous avons décrit les modèles de canaux, en particulier les canaux à évanouissement qui caractérisent les communications radio mobiles. Pour combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces sont les techniques de diversité, qu'elle soit temporelle, spatiale ou encore fréquentielle. Un paragraphe leur a donc été consacré. Après avoir rappelé ces généralités utiles à la compréhension de l'ensemble du travail, nous allons aborder dans le deuxième chapitre, l'étude des antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile.

Chapitre2

Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

Chapitre II : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

II.1 -Introduction :

Les opérateurs cherchent constamment comment optimiser l'exploitation du spectre radioélectrique et les radiocommunications ainsi qu'accroître le débit et le rayon de leurs réseaux. Une solution consiste à utiliser des réseaux d'antennes adaptatives ou antennes intelligentes. 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. L'antenne oriente plus précisément sa puissance dans les directions utiles tout en modulant l'intensité de la puissance émise. L'objectif de ce deuxième 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.2- Réseaux d'antennes :

II.2.1. 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. 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). 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 plans et réseaux circulaires. Ce qui nous intéresse dans notre étude c'est les réseaux d'antennes linéaires.

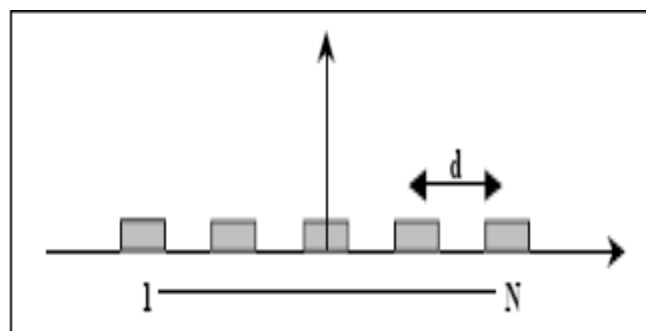


Figure II 1. Représentation d'un réseau linéaire.

Chapitre II : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

II.2.2. 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.4) représente un réseau formé de N antennes alignées et séparées par une distance d (distance entre deux éléments). Les éléments sont excités uniformément avec un gradient de phase progressive $\Delta\varphi$.

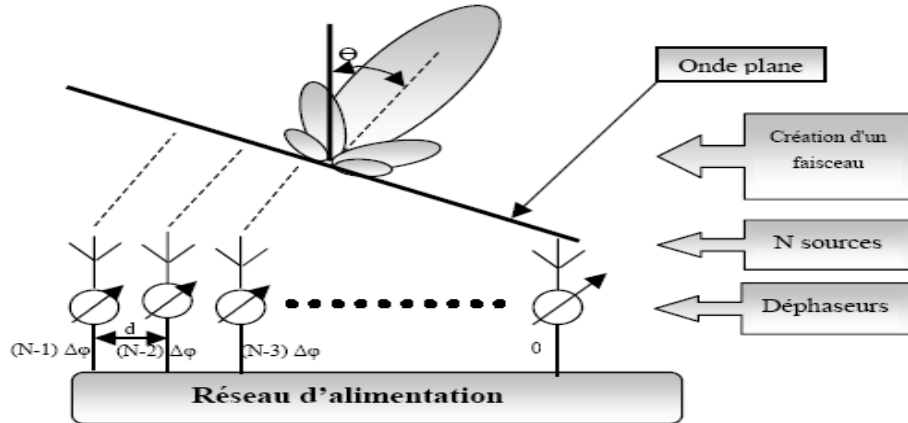


Figure II 2. Schéma représentatif d'un réseau linéaire.

Le champ total en module s'écrit alors :

$$|E_t| = \frac{E_o I_o}{r} \frac{\sin\left(\frac{N\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \text{ avec } \Psi = kd \cos \theta + \Delta\varphi \quad (II.11)$$

Le facteur Réseau :

$$F = \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \quad (II.12)$$

Donc, E (total)=[E (un élément)] x [Facteur réseau]. Le maximum de rayonnement peut être orienté suivant la valeur $\Delta\varphi$.

La direction de rayonnement maximale est donnée par :

$$\cos \theta_0 = -\frac{\lambda \Delta\varphi}{2\pi d}$$

Le faisceau s'incline toujours du côté où les phases retardent. La variation de $\Delta\varphi$ entraîne celle de θ_0 : C'est le principe des antennes à balayage électronique.

Chapitre II : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

II.3- Antennes intelligentes :

Les systèmes à antennes adaptatives ou intelligentes (*smart antennas*) [3] 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 [4]. 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.

II.3.1- Récepteur d'antenne intelligente :

La **Figure II.10** 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.). 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_n 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*).

Chapitre II : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

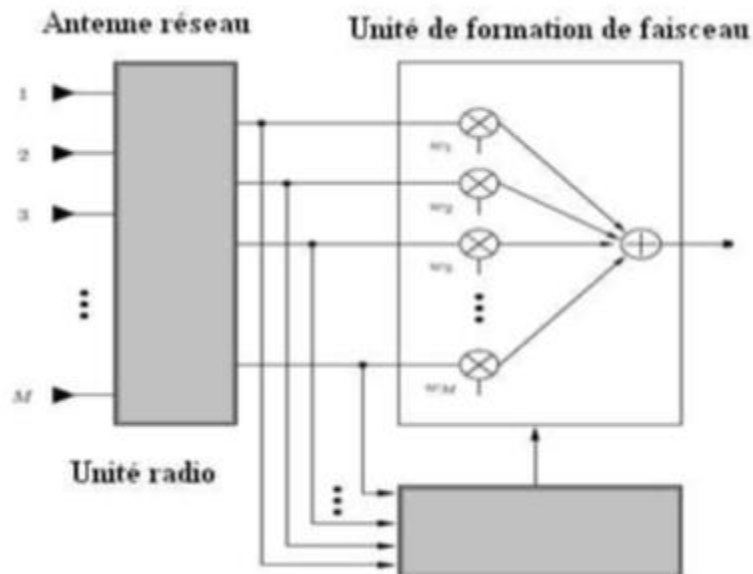


Figure II 3. Antenne intelligente réceptrice.

II.3.2- 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 II.11**. 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.

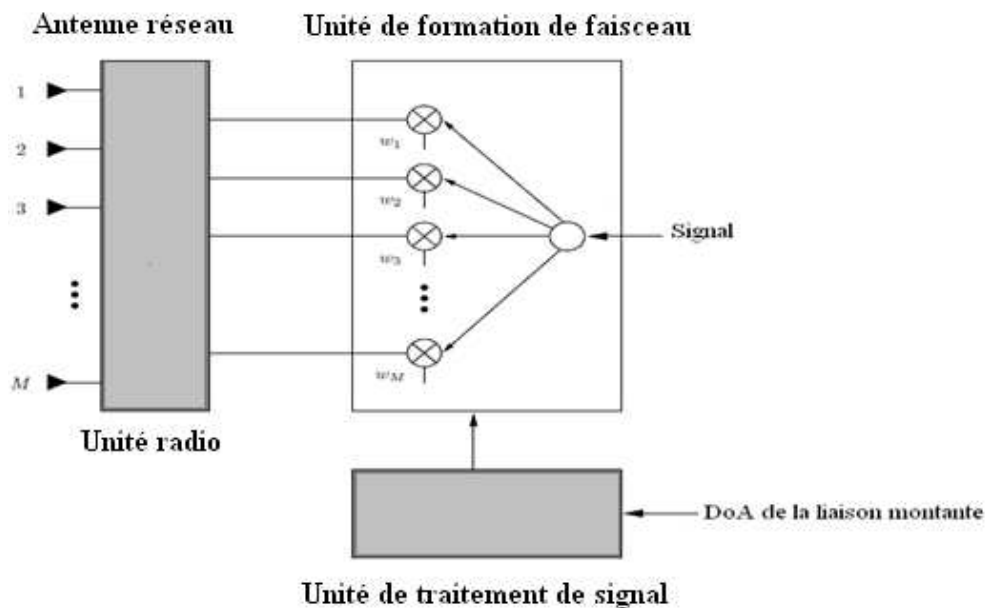


Figure II 4. Antenne intelligente émettrice.

Chapitre II : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

II.3.3- 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 [6]. La **Figure II.12** illustre ce procédé. Le principe de fonctionnement peut se résumer aux étapes suivantes :

- 1- La station de base intelligente focalise sur un signal en particulier plutôt de capter les signaux provenant de toutes les directions.
- 2- 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.
- 3- Il faut moins d'énergie pour focaliser un signal sur 20 degrés qu'il en faut pour l'orienter sur 360 degrés.

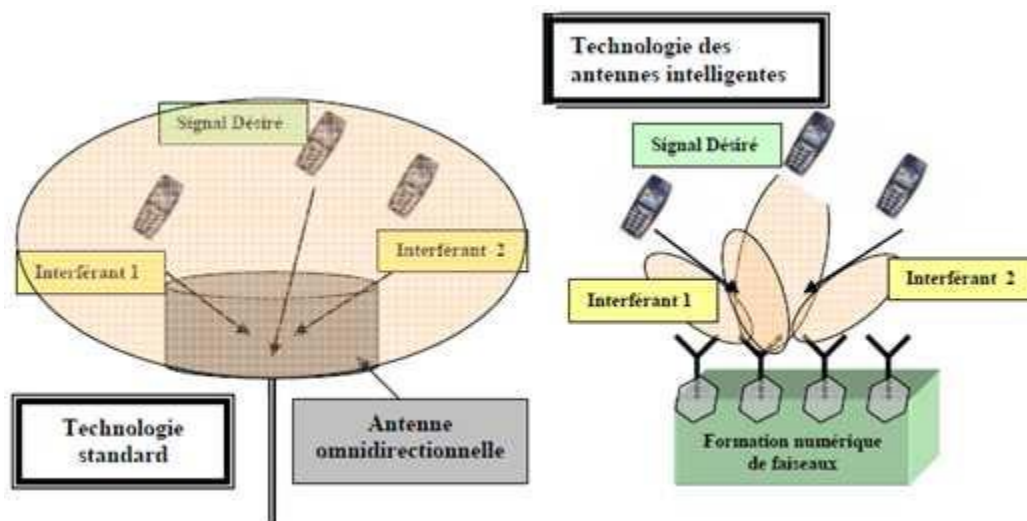


Figure II 5. Le principe de base d'une antenne intelligente.

II.4- Avantages des antennes intelligentes :

Le particulier important des antennes intelligentes est le pouvoir d'élimination des interférences pour les applications radio-mobiles. Ce qui donne un préférable rapport signal sur bruit, donc une augmentation de la capacité en nombre d'utilisateurs. Les rapprochées 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 aboutir ces objectifs plusieurs techniques et approches sont possibles.

II.5- Type des antennes intelligentes :

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

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

Chapitre II : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

II.5.1- Antennes adaptatives :

Les antennes adaptatives font l'objet d'un effort de recherche important, Primitivement développées, elles ont depuis environ deux décennies faites leurs apparitions dans le domaine des radiocommunications fixes et mobiles. 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 ; Afin d'améliorer le SNR du signal désiré. Ce procédé est également connu comme « *adaptatif beamforming* ».

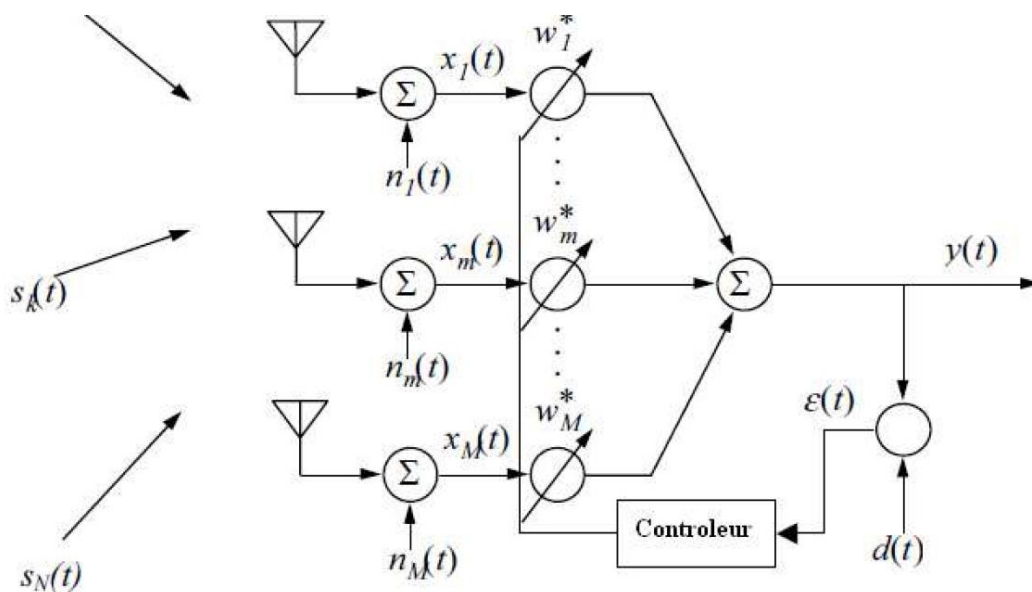


Figure II 6. Réseau d'antenne adaptative.

II.5.2- 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 [5].

II.6- 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. Le vecteur de pondérations doit donc satisfaire le système d'équations suivant :

Chapitre II : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

$$W^H \cdot X(\vartheta_i) = 1 \quad i=1, \dots, N \text{ (} N \text{ lobes)} \quad (II.13)$$

$$W^H \cdot X(\vartheta_i) = 0 \quad i=1, \dots, K-1 \text{ (} K-1 \text{ zéros)} \quad (II.14)$$

On va l'écrire sous forme matricielle :

$$W^H \cdot X = \mathbf{e}_1^T \quad (II.15)$$

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

$$X = [x(\vartheta_0), x(\vartheta_1), \dots, x(\vartheta_{k-1})] \quad (II.16)$$

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

II.7- Formation de voies optimales :

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

II.7.1- Techniques basées sur les directions :

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 : Maximum Likelihood) et le critère du minimum de variance (LCMV : Linearly Constrain Minimum Variance). Ces trois critères conduisant à un même SINR.

II.7.2- Technique basée sur un signal de référence :

Si le signal utile $\mathbf{S}_0(\mathbf{t})$ est connu du récepteur, on peut choisir de minimiser l'erreur entre la sortie de l'antenne et $\mathbf{S}_0(\mathbf{t})$. Pendant la 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. Cette séquence peut également servir au calcul de pondérations du réseau d'antennes.

II.8- Conclusion :

Ce deuxième chapitre décrit brièvement les principaux concepts liés à notre étude. 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. 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 III : Technologie MIMO

III.1- Introduction :

L'utilisation des antennes, en émission et en réception, donnant la première naissance de l'architecture MIMO, dont sa concept 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 40 bits/Hz avec 8 éléments d'émission et de réception. Ces systèmes de communications multi-antenne (MIMO, multiple-input multiple-output) améliorent les transmissions sans fils en augmentant le débit et/ou la robustesse. De plus, à l'aide d'un retour d'information du récepteur vers l'émetteur, il est possible de répartir la puissance d'émission sur les antennes afin d'anticiper les dégradations du canal suivant des critères d'optimisations : l'erreur quadratique moyenne minimale (EQMM) en réception, la maximisation du RSB en réception (max-SNR). L'apparition des réseaux d'antennes adaptatifs, connus sous le nom d'antennes intelligentes (smart antennas) a conduit aux développements de ces systèmes [19].

III.2-Présentation des systèmes multi-antenne :

Les communications via le canal radio mobile sont strictement pénalisées par les évanouissements du signal, dus à la fois aux trajets multiples et aux interférences entre symboles. Pour atténuer ces deux inconvénients, une solution est recherchée depuis quelques années. Il s'agit d'une architecture de transmission basée sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Elle permet d'atteindre à la fois de très hautes efficacités spectrales et de lutter efficacement contre les évanouissements du signal. Les antennes émettrices transmettent chacune un symbole différent, indépendant de celui des autres antennes, mais en utilisant la même modulation, la même fréquence porteuse et en étant synchronisées. En présence de réflecteurs, le signal émis par une antenne arrive sous plusieurs versions retardées et atténuées. Sur chaque antenne réceptrice La somme de ces échos forme des interférences qui peuvent être soit constructives, soit destructives (*évanouissements*). Si les antennes réceptrices sont suffisamment espacées, typiquement d'une demi-longueur d'onde, elles ne seront que rarement victimes d'évanouissements simultanés. La technique MIMO est considéré comme une technique très prometteuse pour les nouvelles générations des systèmes sans fils [59].

III.3- Concept et capacité des canaux MIMO :

Les techniques MIMO utilisées dans des environnements fortunés en diffuseurs permettent de progresser la robustesse et la capacité utile du système comparé aux systèmes *SISO*. La technologie MIMO s'impose aujourd'hui comme la technologie la plus apte à répondre aux exigences des communications radio-mobiles [6]. Ces techniques n'exigent pas de connaissance du canal au niveau de l'émetteur. Elles peuvent se décomposer en trois grandes familles d'algorithmes qui sont :

1. Les codes espace-temps en blocs.
2. Le multiplexage spatial.
3. Le MIMO Beamforming.

La combinaison des deux systèmes **MISO** et **SIMO** aboutira donc à un système ayant un réseau de N_t antennes à l'émission et N_r antennes à la réception. On définira alors la diversité spatiale D_s par le produit du nombre d'antennes à l'émission par le nombre d'antennes en réception soit : $D_s = N_t \times N_r$ (III.1)

.La présentation des systèmes MIMO et ses dérivés pourront être ainsi illustré sur la **Figure III.2**.

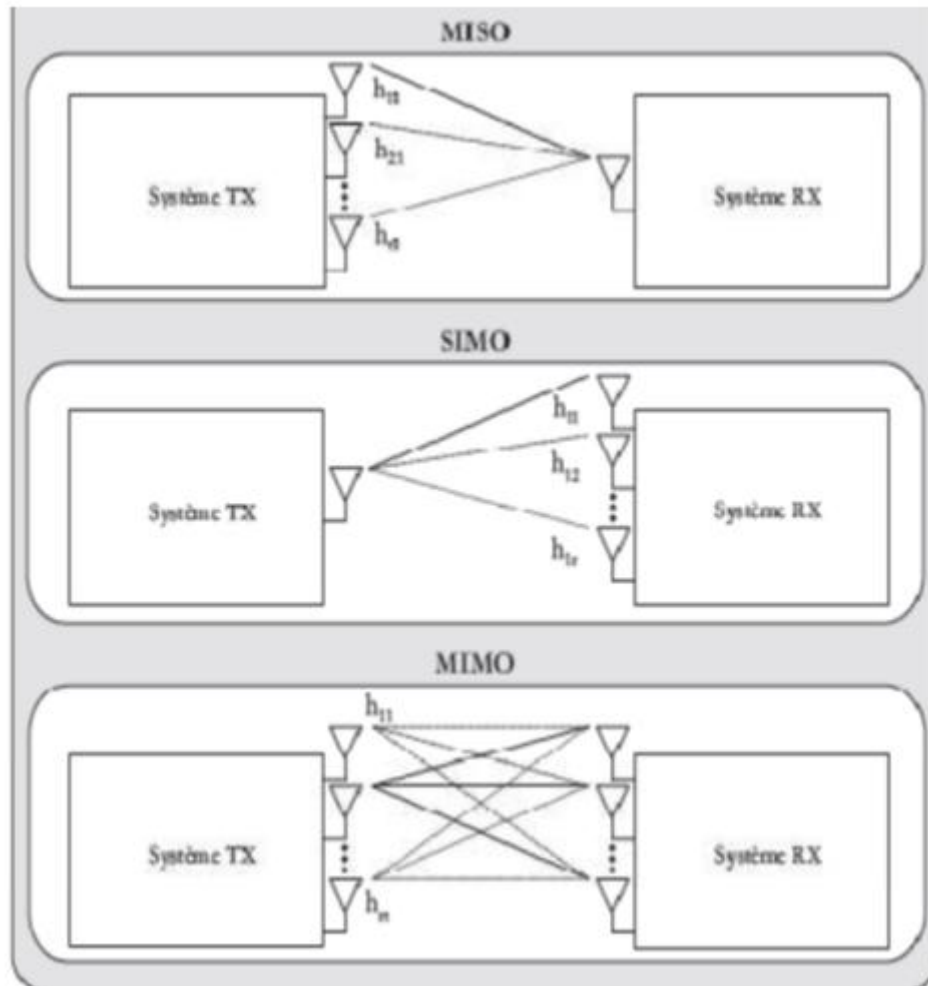


Figure III 1. Le concept d'un système MIMO.

1. Canal SIMO :

Un canal SIMO, est un système multi-antennes conventionnel réalisant par exemple de la formation de voie conventionnelle en réception pour lutter contre l'évanouissement du au canal.

Les signaux reçus sont additionnés et le rapport signal sur bruit total est la somme des rapports signaux sur bruits de chacun des antennes de réception.

Sa capacité est donnée par l'équation :

$$C = W \cdot \log_2(1 + N_r^2 \cdot p / N_{0w}) \text{ bps} \tag{III.2}$$

En normalisant la capacité par la bande utile **W** pour avoir l'équation suivant :

$$C = \log_2.(1+N_r^2 .p) \text{ bps/Hz} \tag{III.3}$$

2. Canal MISO :

Un canal MISO, est un système de diversité spatiale en émission tel que 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. Chaque antenne émet le même symbole d'énergie E_s/N_t .

La puissance émise est divisée sur le nombre d'antenne :

$$p = \sum_{i=1}^{N_t} . P_i \tag{III.3}$$

Avec p_i est la puissance émise sur chaque antenne .Si cette puissance est égale sur toutes les antennes, alors on dira que :

$$p = N_t . p_i \tag{III.4}$$

Donc la capacité du canal *MISO* :

$$C = W . \log_2 . (1+p/N_0W) \tag{III.5}$$

Après la normalisant de la capacité par la bande utile W :

$$C = \log_2 .(1+p) \text{ bps/Hz} \tag{III.6}$$

3. Canal MIMO :

Pendant cela, nous pouvons distinguer deux approches quant à la mise en œuvre de système de transmission sur un canal MIMO, Il s'agit des techniques dites de « multiplexage spatial » et de « diversité spatiale». La première a pour but d'augmenter le débit, la capacité, alors que la seconde s'attache à minimiser le *TEB*. Dans les deux cas, la maximisation de l'efficacité spectrale sera tenue, mais la façon d'y parvenir sera différente. La capacité des systèmes MIMO est un sujet d'actualité dans la littérature, la puissance totale moyenne émise P reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, alors la puissance est réparti entre les N_t antennes de façon à ce que leur somme reste égale à P . Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de puissance uniforme est optimale en terme de capacité (chaque antenne émet une puissance P/N_t). Le calcul de la capacité dépend principalement de deux paramètres :

1. Le modèle du canal MIMO.
2. La distribution des puissances entre les antennes émettrices.

Donc la capacité est démontrée par cette équation :

$$C = \log_2 .(det . [I_{N_r} + p/N_t . H . H^*]) \text{ bps/Hz} \tag{III.7}$$

I_{N_r} : La matrice unité .

H : La matrice du canal MIMO de taille $(N_t \times N_r)$.

III.4- Système MIMO à base de codes spatio-temporels :

La capacité d'un système MIMO $(N_t \times N_r)$ augmente considérablement lorsqu'on a plusieurs antennes d'émission N_t et de réception N_r . Une méthode pour atteindre la capacité d'un système MIMO est d'utiliser le codage spatio-temporel. L'idée de base du codage spatio-temporel est de créer de la redondance ou de la corrélation entre symboles transmis sur les dimensions spatiale et temporelle [7]. Le rendement du code espace-temps est égal au rapport

entre le nombre de symboles émis et le nombre de durées symboles correspondant. L'ordre de diversité est égal au nombre de voies indépendantes à la réception. Enfin, le gain de codage correspond au gain apporté par le système codé, en termes de performance, par rapport au système non-codé. Un code spatio-temporel est dit à diversité maximale lorsqu'il est capable d'exploiter une diversité égale à $N_t \times N_r$. **ALAMOUTI** et **TAROKH** ont conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité, proposant un codage et un étiquetage conjoints.[8] Ce codage spatio-temporel 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.

III.4.1- Codage spatio-temporel en treillis :

Comporte à coder à l'aide d'une représentation sous forme de machine d'états les symboles à transmettre sur les différentes antennes. Il combine le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices, et peut être considéré comme une extension des codes en treillis classiques [9] au cas des antennes multiples à l'émission et à la réception. Le décodage se fait par l'algorithme de **Viterbi** pour choisir le chemin le plus vraisemblable dans le treillis. Il est démontré que les codes en treillis peuvent exploiter au maximum la diversité d'émission et de réception tout en offrant un gain de codage qui dépend du nombre d'états du treillis [10]. Le **STTC** crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (*plusieurs antennes émettrices*) et dans le temps (*symboles consécutifs*).[11] Le codeur est composé de N_t polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément. En objection la complexité de décodage augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes d'émission et l'ordre de modulation. La complexité de mise en œuvre exclut la mise en pratique de cette technique. La **Figure III.5** présente le diagramme de treillis d'un **STTC** à 4 états utilisant une modulation simple avec un nombre d'antennes émettrices $N_t = 2$. Le fonctionnement du codeur est relativement simple, et peut être résumé comme suit :

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

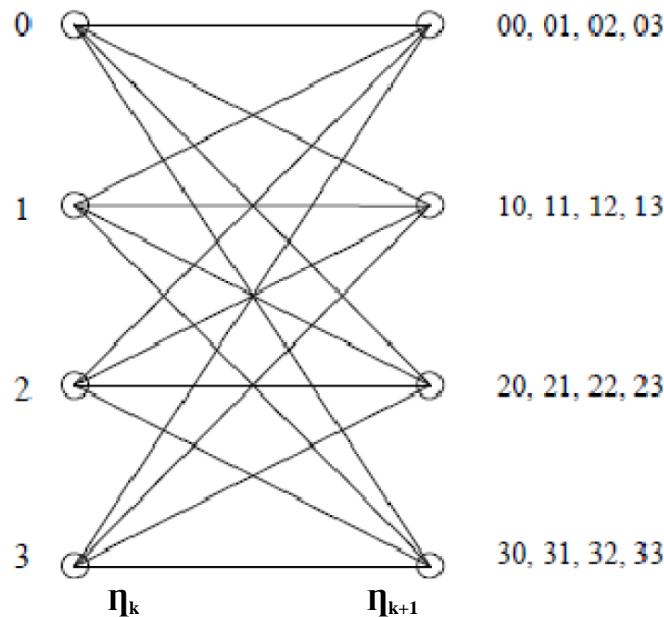


Figure III 2 . Diagramme de treillis pour un STTC à 4 états.

III.4.2- Codage spatio-temporel par blocs :

La complexité de mise en œuvre des codes STTC a motivé la construction de codes espace-temps en blocs. **ALAMOUTI** a proposé un schéma élémentaire de diversité d'émission, pour former une nouvelle classe de codes spatio-temporels, Cette technique, appelée **STBC**, que nous préférons appeler **OSTBC** repose sur la construction, à partir de symboles complexes, de matrices orthogonales. En résumé, les codes espace-temps en bloc sont conçus de façon à maximiser le rendement du code, à réduire le temps de retard, à minimiser le nombre d'antennes mis en jeu et de maximiser le gain de diversité.

✱ Codes STB linéaires [14] :

Les codes linéaires sont les codes découverts par **ALAMOUTI** en 1998. Ces codes sont utilisables pour 2 antennes à l'émission et s'appuient sur un algorithme de décodage très simple. Ils ne nécessitent d'ailleurs qu'une seule antenne en réception. Cette technique a été généralisée par **TAROKH** à un nombre arbitraire d'antennes d'émission. Néanmoins les codes obtenus, bien qu'a diversité maximale, perdent en rendement lorsque le nombre d'antennes est supérieur à 2. A chaque opération de codage, N_s symboles de modulation sont codés pour générer N_s séquences de signaux parallèles. Ces séquences sont transmises simultanément à partir de N_t antennes. Pour le cas $N_t = 2$ et $N_r = 1$, **ALAMOUTI** a proposé un code spatio-temporel avec $Q = T = 2$ et donc $R = 1$.

III.5- Système MIMO à base de multiplexage spatial :

Le rendement limité des codes orthogonaux a motivé la construction des codes en couches ayant un rendement plein. Le multiplexage spatial est la première technique d'émission utilisée dans le contexte MIMO, **FOSCHINI** a proposé un premier schéma **BLAST** exploitant le multiplexage spatio-temporel dans un système multi-antennes. Bien qu'il existe différentes versions, la version la plus populaire est la structure **V-BLAST** où chaque couche est associée à une seule antenne de transmission [13]. La trame binaire à transmettre est

divisée en sous-trames. Les sous-trames (*couches*) sont ensuite transmises sur les différentes antennes suivant une répartition verticale, horizontale ou diagonale.

III.5.1- D-BLAST :

Foschini a proposé une architecture **Figure IV.5** à multiplexage spatial de manière à exploiter de façon optimale la diversité et la capacité. Dans cette architecture, les symboles sont détectés successivement antenne d'émission par antenne d'émission. C'est une architecture diagonale nommée D-BLAST.

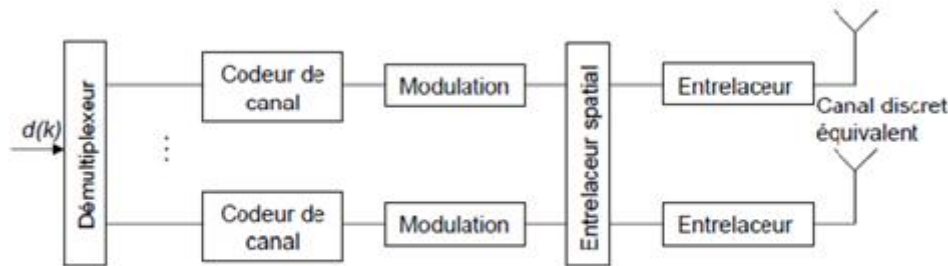


Figure III 3. Architecture d'un transmetteur D-BLAST.

Le flux de données est démultiplexé en entrée en N sous-flux ayant le même débit. Chaque sous-flux est ensuite codé (de la redondance peut être introduite suivant le codeur canal utilisé), mais il n'y a pas d'échanges d'informations entre ces codeurs. Puis les sous-flux sont modulés. L'association flux/antenne est périodiquement cyclique pour ne pas transmettre les N sous-flux vers la même antenne. Le système est plus résistant aux effets d'évanouissements du canal grâce au fait de transmettre un sous-flux en utilisant toutes les antennes possible. Cette architecture permet d'obtenir un débit proche de la capacité mais elle possède une structure de codeur et décodeur plus complexe. Pour réduire la complexité [32].

III.5.2- V-BLAST:

Une description simple est donnée sur la **Figure III.8**.

Les antennes d'émission transmettent chacune un symbole différent et indépendant de celui des autres antennes, mais en utilisant la même modulation et la même fréquence porteuse. La bande passante utilisée reste identique à celle d'un système classique, mais comme plusieurs symboles sont émis[15], [16] ; l'efficacité spectrale augmente.

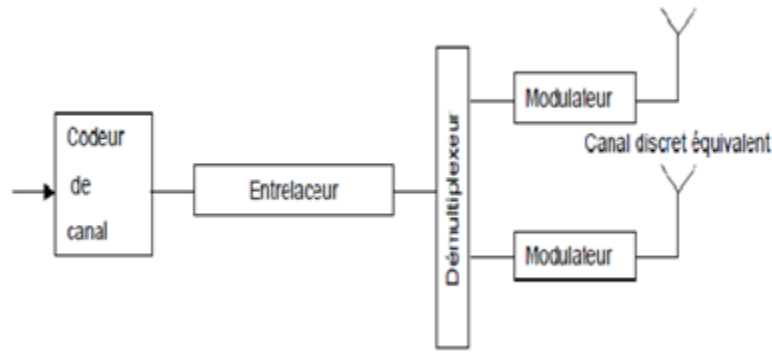


Figure III 4. Architecture d'un transmetteur V-BLAST.

Une description simple est donnée sur la **Figure III.8**. Les antennes d'émission transmettent chacune un symbole différent, indépendant de celui des autres antennes, mais en utilisant la même modulation et la même fréquence porteuse. La bande passante utilisée reste identique à celle d'un système classique, mais comme plusieurs symboles sont émis, l'efficacité spectrale augmente.

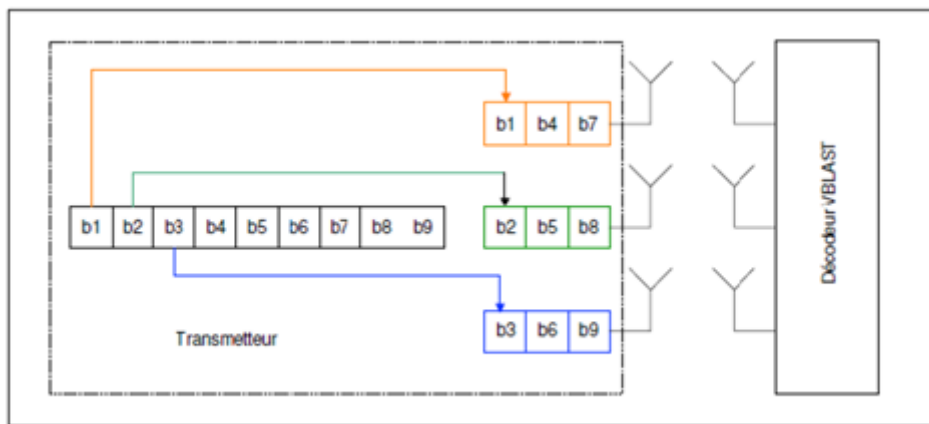


Figure III.8 Principe de l'architecture de modulation V-BLAST.

Les bits d'informations sont tout d'abord codés par un codeur de canal. Après ces bits issus du codage sont alors entrelacés et le flux résultant est démultiplexé en N_t sous-flux attaquant chacun un modulateur.

III.5.3- H-BLAST :

Il y a une ressemblance entre l'architecture d'H-BLAST et celle de V-BLAST sauf que la différence se produit dans l'ordre du rangement de ces blocs. La **Figure III.9** illustre le démultiplexage et la modulation du code H-BLAST. Les bits d'information sont démultiplexés en N_t sous-flux. Puis ils sont codés par un codeur, Les bits issus du codage sont alors modulés et arrangés.

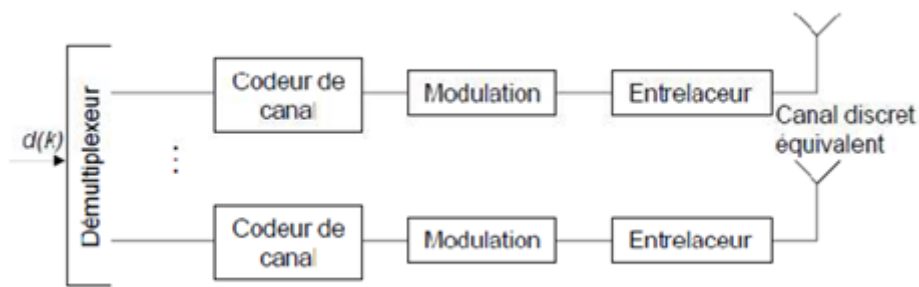


Figure III 5. Architecture d'un transmetteur H-BLAST.

III.6-MIMO Beamforming :

Dans le cadre des systèmes «Smart Antenna», les antennes réseaux sont associées à un dispositif appelé réseau formateur de faisceaux (*Beamforming Network*), qui en combinant les signaux d'un ensemble de sources élémentaires, permet de former un ou plusieurs diagrammes de rayonnement. Ces réseaux possèdent autant d'entrées que d'éléments rayonnants, et autant de sorties que de faisceaux à former, pour les couvertures multifaisceaux. Le Beamforming ou formation de faisceaux est une technique de traitement des signaux utilisée pour les systèmes de transmission sans fil haut débit. Il peut également être considéré 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). A la sortie de ce filtre, on n'aura que les signaux dans la direction d'intérêt [17].

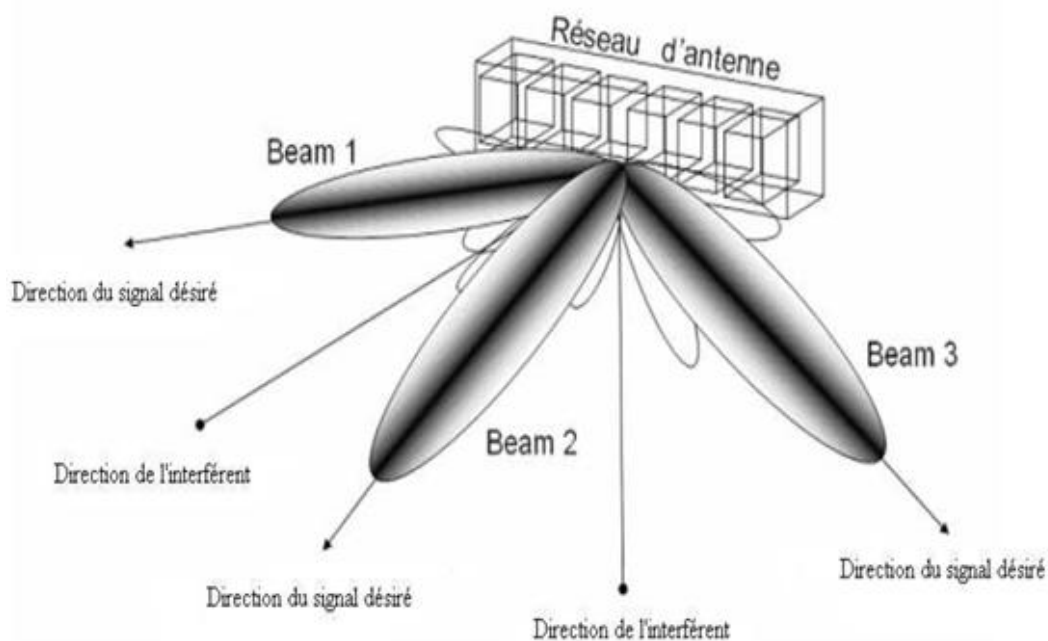


Figure III 6. Provenance de la formation de faisceaux.

Les algorithmes de formation de faisceaux, vont permettre de récupérer ou d'émettre des signaux dans des directions particulières avec un gain maximum. Selon les types d'applications, on distingue deux types de réseau formateur de faisceaux :

1. le réseau de formation de faisceaux analogique (*Analog Beamforming*)
2. le réseau de formation de faisceaux par le calcul ou numérique (*Digital Beamforming*).

III.7- Récepteurs les plus courants :

Il existe de nombreux algorithmes de réception envisageables pour récupérer les symboles lors d'une transmission multi-antennes. Les moins complexes sont les récepteurs linéaires basés sur le critère de forçage à zéro (**ZF**) ou la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (**MMSE**). Le détecteur optimal est basé sur le maximum de vraisemblance et se sert donc de toute l'observation dont il dispose pour récupérer l'information [7]. Le choix d'une technique repose sur deux critères :

1. les performances doivent être les moins dégradées possibles par rapport à une détection optimale en termes de taux d'erreurs
2. la mise en œuvre doit être la moins complexe possible.

III.7.1-Egaliseur par forçage à zéro (ZF) :

Le récepteur linéaire le plus simple et aussi le moins performant est le récepteur basé sur le critère de forçage à zéro [11]. Le zéro forcing est un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie « **RIF** » qui tente d'inverser exactement la fonction de transfert du canal, ce qui est à précisément le but recherché, idéalement, par l'égalisation. Le ZF est une méthode d'égalisation qui ne considère pas l'effet du bruit. L'inconvénient de cette technique est l'augmentation du niveau de bruit pour les faibles SNR. Dans ce cas, un autre type de filtrage linéaire est nécessaire.

III.7.2-Récepteur linéaire à erreur quadratique minimale (MMSE) :

L'égaliseur à zéro forcing résout le problème en faisant abstraction du bruit d'observation, l'idée de l'égaliseur à erreur quadratique minimale (**EQM**) est de minimiser l'erreur quadratique entre la séquence d'entrée (symboles) et celui des symboles estimés. A la différence de la détection ZF, cette technique prend en considération à la fois le bruit additif et l'interférence entre symboles. Ce récepteur résiste mieux au bruit que le récepteur ZF. A haut SNR, le récepteur MMSE tend vers le récepteur ZF. La prise en compte du bruit améliore sensiblement les performances [18].

III.7.3-Récepteur à retour de décision V-BLAST :

Il s'agit d'un égaliseur à retour de décision adapté à la structure des systèmes MIMO. L'égaliseur peut utiliser soit le critère du forçage à zéro, soit le critère du MMSE. Son principe est le suivant : le symbole de l'émetteur le plus favorisé (possédant le meilleur SNR suivant le critère considéré) est démodulé en premier. Sa contribution au vecteur reçu « **r** » est ensuite annulée, ce qui augmente le SNR sur les autres émetteurs. Cette étape est répétée

jusqu'au dernier émetteur, le moins favorisé. Ce récepteur est aussi noté dans la littérature **OSIC** (*Ordered Successive Interference Cancellation*).

III.8- Conclusion :

L'emploi du réseau d'antennes permet de progresser les exploits d'un système sans-fil. Donc l'augmentation du nombre d'antenne en émission ou/et en réception donne lieu à des techniques différentes d'exploitation. Dans ce chapitre, nous avons exposé les différentes techniques MIMO ainsi que leurs capacités.

Après, nous avons étalé un bref état sur les différentes techniques multi antennes tel que :

1. le codage spatio-temporel
2. le multiplexage spatial
3. les MIMO Beamforming

A la fin de ce chapitre nous avons présenté les récepteurs MIMO, les plus connus. Dans le chapitre 4, nous allons exposer les résultats de la technique MIMO Beamforming qui repose sur l'intégration de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences à l'émission et à la réception, afin de montrer l'efficacité de cet algorithme itératif dans un système de transmission multi antennes haut débit.

Chapitre IV : Implémentation des algorithmes adaptatifs

Chapitre IV : Implémentation des algorithmes adaptatifs

IV.1- Introduction :

Nous étudions dans ce chapitre les performances de système MIMO beamforming basé sur l'algorithme à maximisation du rapport signal sur bruit. Nous allons faire une évaluation des performances de ce système à l'aide du logiciel MATLAB. À noter que les résultats se changent par rapport aux nombres d'antennes d'émission et de réception, type de modulations, ainsi que par rapport aux nombres de trajets retardés.

IV.2- Principe de l'algorithme MIMO adaptatif :

La configuration MIMO Beamforming pour la transmission d'un flux de données est représentée par la **Figure IV.1**, le système se compose de trois blocs : un émetteur, un récepteur et le milieu de propagation appelé « canal de propagation ». L'émetteur contient « N_t » antennes élémentaires, le récepteur est schématiquement très semblable à la partie émettrice et contient « N_r » éléments récepteurs et le canal de propagation MIMO contient un canal direct et des canaux retardés.

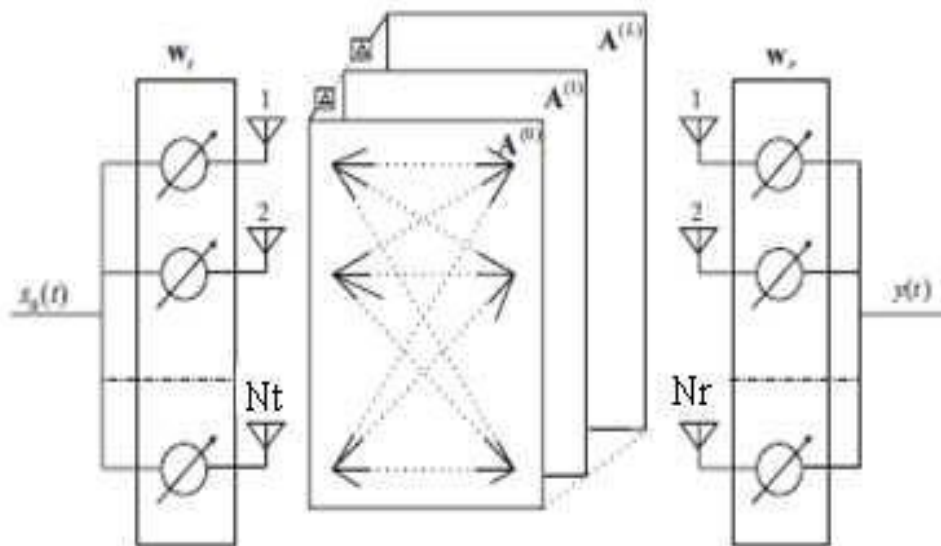


Figure IV. 1: La configuration MIMO Beamforming.

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

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

H : La matrice du canal MIMO de taille $N_t \times N_r$;

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

Δt : L'unité de temps de retard ;

L : Nombre de canaux retardés.

Chapitre IV : Implémentation des algorithmes adaptatifs

IV.3- Détermination du vecteur de pondération d'émission et de réception :

Des notations standard sont utilisées dans cette étude. Les caractères gras indiquent les vecteurs et les matrices. Les autres notations sont données comme suit :

$(\cdot)^T$: Transposé ;

$(\cdot)^H$: Transposé Conjugué ;

I : Matrice unité ;

$\langle(\cdot)\rangle$: La moyenne d'un ensemble ;

$\|(\cdot)\|$: La norme euclidienne du vecteur.

Dans la Figure V.1, la sortie de chaque antenne réceptrice est linéairement combinée avec le vecteur de pondération afin d'attribuer le signal reçu :

$$y(t) = \sum_{i=0}^L \mathbf{w}_r^H \cdot \mathbf{A}^{(i)} \cdot \mathbf{w}_t \cdot s_0(t - i \cdot \Delta\tau) + \mathbf{w}_r^H \cdot \mathbf{n}(t) \quad (\text{IV.2})$$

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

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

Les vecteurs de pondérations d'émission et de réception sont définis de la manière suivante :

$$\mathbf{w}_t = [w_{t1}, w_{t2}, \dots, w_{tM}]^T \quad (\text{IV.3})$$

$$\mathbf{w}_r = [w_{r1}, w_{r2}, \dots, w_{rN}]^T \quad (\text{IV.4})$$

Nous définissons : P_s , P_N et $1/\gamma$ comme la puissance du signal, puissance du bruit et le rapport du puissance signal sur bruit.

$$\langle |s_0|^2 \rangle = P_s \quad (\text{IV.5})$$

$$\langle |n_1|^2 \rangle = \langle |n_2|^2 \rangle \dots = \langle |n_N|^2 \rangle = P_N \quad (\text{IV.6})$$

$$1/\gamma = P_s/P_N \quad (\text{IV.7})$$

Le SINR au niveau du récepteur est donné par l'expression suivante :

$$\eta(\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r) = \frac{\mathbf{w}_r^H \cdot \mathbf{A}^{(0)} \cdot \mathbf{w}_t \cdot \mathbf{w}_t^H \cdot (\mathbf{A}^{(0)})^H \cdot \mathbf{w}_r}{\sum_{i=1}^L \mathbf{w}_r^H \cdot \mathbf{A}^{(i)} \cdot \mathbf{w}_t \cdot \mathbf{w}_t^H \cdot (\mathbf{A}^{(i)})^H \cdot \mathbf{w}_r + \gamma \cdot \mathbf{w}_r^H \cdot \mathbf{w}_r} \quad (\text{IV.8})$$

L'équation (IV.8) est une équation multi variable non linéaire. Les vecteurs de pondérations d'émission et de réception sont contenus dans le numérateur et le dénominateur, il semble difficile de trouver les vecteurs de pondérations optimaux analytiquement. Dans [38], ils ont proposé une solution pour l'estimation des vecteurs optimaux d'émission et de réception :

- Estimations du vecteur de pondération de réception :

$$\mathbf{w}_r^{(opt)} = \mathbf{R}_{nr}^{-1} \cdot \mathbf{A}^{(0)} \cdot \mathbf{w}_t / \|\mathbf{R}_{nr}^{-1} \cdot \mathbf{A}^{(0)} \cdot \mathbf{w}_t\| \quad (\text{IV.9})$$

Chapitre IV : Implémentation des algorithmes adaptatifs

Le vecteur de pondération optimal de réception peut être déterminé si le vecteur de pondération d'émission est donné.

- Estimations du vecteur de pondération d'émission :

$$\mathbf{w}_t^{(opt)} = \mathbf{R}_{nt}^{-1} \cdot \mathbf{A}^{(0)} \cdot \mathbf{w}_r / \|\mathbf{R}_{nt}^{-1} \cdot (\mathbf{A}^{(0)})^H \cdot \mathbf{w}_r\| \quad (\text{IV.10})$$

Le vecteur de pondération optimal d'émission peut être déterminé si le vecteur de pondération de réception est donné.

Cependant, les équations (IV.9) et (IV.10) deviennent non linéaires simultanément, il semble difficile de trouver la solution analytiquement. Par conséquent un algorithme, peut estimer les vecteurs de pondérations d'émission et de réception d'une manière itérative, c'est la méthode la plus simple pour atteindre à la maximisation du SINR.

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

$$\bar{\mathbf{w}}_r(k) = \mathbf{R}_{nr}^{-1}(k-1) \cdot \mathbf{A}^{(0)} \cdot \mathbf{w}_t(k-1) \quad (\text{IV.11})$$

Où

$$\mathbf{R}_{nr}(k) = \sum_{i=1}^L \mathbf{A}^{(i)} \cdot \mathbf{w}_t(k) \cdot \mathbf{w}_t^H(k) \cdot (\mathbf{A}^{(i)})^H + \gamma \cdot \mathbf{I} \quad (\text{IV.12})$$

Et

$$\mathbf{w}_r(k) = \bar{\mathbf{w}}_r(k) / \|\bar{\mathbf{w}}_r(k)\| \quad (\text{IV.13})$$

$\mathbf{R}_{nr}(k-1)$: 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 $\mathbf{w}_r(k)$

Pour le vecteur de pondération de transmission mis à jour :

$$\bar{\mathbf{w}}_t(k) = \mathbf{R}_{nt}^{-1}(k) \cdot (\mathbf{A}^{(0)})^H \cdot \mathbf{w}_r(k) \quad (\text{IV.14})$$

Où

$$\mathbf{R}_{nt}(k) = \sum_{i=1}^L (\mathbf{A}^{(i)})^H \cdot \mathbf{w}_r(k) \cdot \mathbf{w}_r^H(k) \cdot \mathbf{A}^{(i)} + \gamma \cdot \mathbf{I} \quad (\text{IV.15})$$

Et

$$\mathbf{w}_t(k) = \bar{\mathbf{w}}_t(k) / \|\bar{\mathbf{w}}_t(k)\| \quad (\text{IV.16})$$

IV.4- Suppositions générales :

- Le signal émis est un signal numérique contenant 10000 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 ;
- N_t et N_r représentent le nombre d'antennes émettrices et réceptrices respectivement ;
- La connaissance préalable du canal d'information (CSI) au niveau d'émission et de réception ;

Chapitre IV : Implémentation des algorithmes adaptatifs

- L'effet DOPPLER n'est pas pris en compte dans la modélisation du canal ;
- Le bruit aditif est considéré comme un bruit blanc gaussien (BBGA) ;
- On va étudier le taux binaire d'erreurs :

IV.5- L'étude du rapport SINR basant sur l'algorithme itératif :

Cette section représente les résultats simulés du système MIMO beamforming basé sur l'algorithme à maximisation du rapport signal sur bruit.

Un générateur pseudo aléatoire génère des symboles selon le type de modulation, ces symboles seront transmis par l'émetteur MIMO beamforming dans un canal radio mobile de Rayleigh et le 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 :

$$BER = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre de bits transmis}}$$

Dans cette première partie, nous étudierons le gain du rapport signal sur bruit du système MIMO beamforming en fonction du nombre de trajets retardés. Nous considérons pour cela un système MIMO 4x4 et nous varions chaque fois le nombre de trajets retardés de un à sept. Les résultats de simulation sont présentés dans la figure suivante.

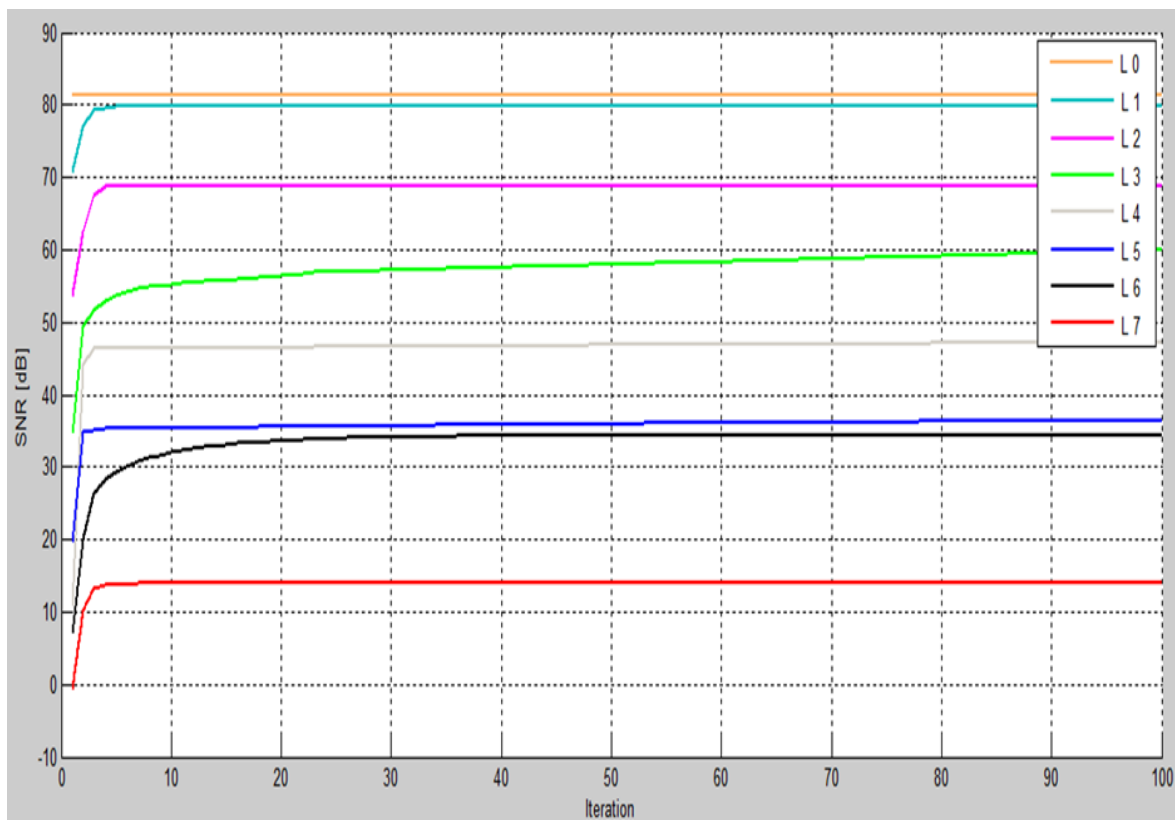


Figure IV. 2: Le rapport SINR pour le système MIMO adaptatif 4x4.

Chapitre IV : Implémentation des algorithmes adaptatifs

Nous remarquons d'après ces résultats que le SINR du système MIMO augmente en fonction du nombre d'itérations et atteint un seuil qui diminue si le nombre de multi-trajets augmente. Le SINR atteint 80 dB pour un et sans trajets retardés et il dépasse 10 dB pour sept trajets retardés.

IV.6- Influence du nombre d'antennes sur le rapport signal sur bruit.

La partie suivante s'intéresse à l'étude de l'association de la diversité spatiale pour maximiser le rapport signal sur bruit pour un système MIMO 2x2, 3x3, 4x4, 6x6 et 8x8. Nous fixons chaque fois le nombre d'antennes et on fait varier le nombre de trajets retardés de 2 à 7.

IV.6.1- Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 2x2

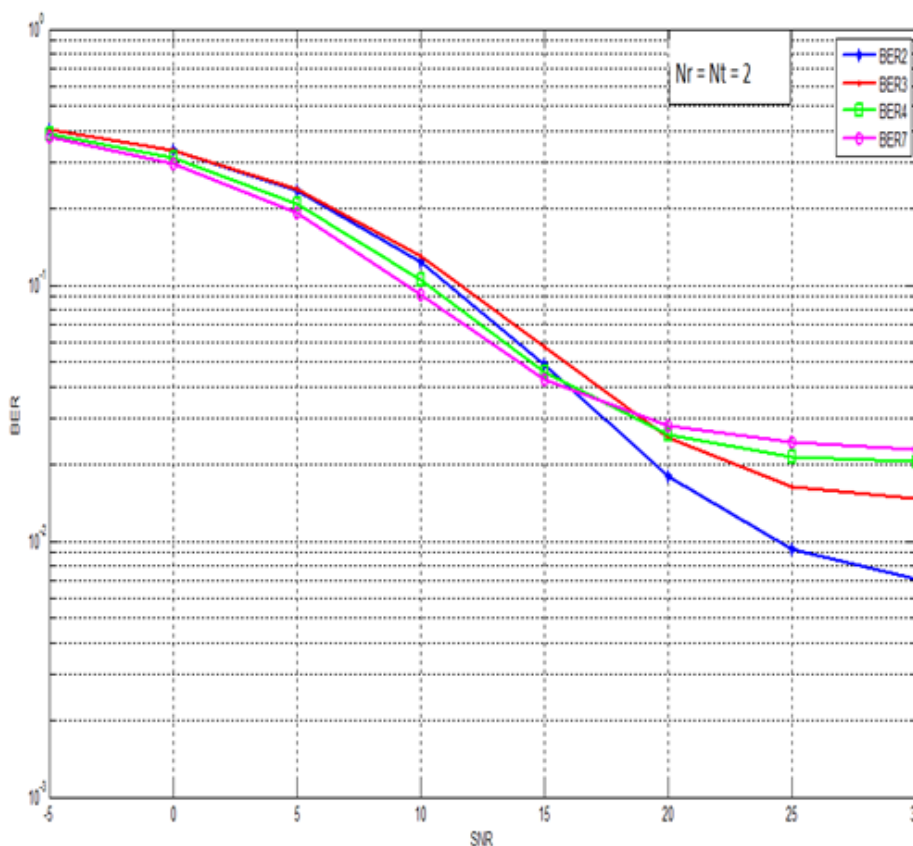


Figure IV. 3: Performances du système MIMO adaptatif 2x2.

Nous constatons d'après ces résultats que les meilleures performances sont obtenues pour le système MIMO avec 2 trajets retardés. Le BER est inférieur à 10^{-2} pour un SNR de 30 dB. Les résultats sont médiocres pour 3, 4 et 7 trajets retardés, le signal reçu est affecté par les perturbations principales : le BBGA et l'évanouissement du canal. Un système avec deux éléments d'antennes n'as pas de degré de liberté suffisant pour combattre le bruit et l'évanouissement du canal.

Chapitre IV : Implémentation des algorithmes adaptatifs

IV.6.2- Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 3×3 :

Afin d'améliorer les performances en terme du BER, nous avons pensé à augmenter la diversité spatiale en émission et en réception.

Pour cela, nous avons opté pour un système **MIMO adaptatif 3×3**. Pour comparer les performances en termes du BER avec les différents nombre d'antennes, nous avons utilisé les mêmes paramètres de simulation utilisés précédemment.

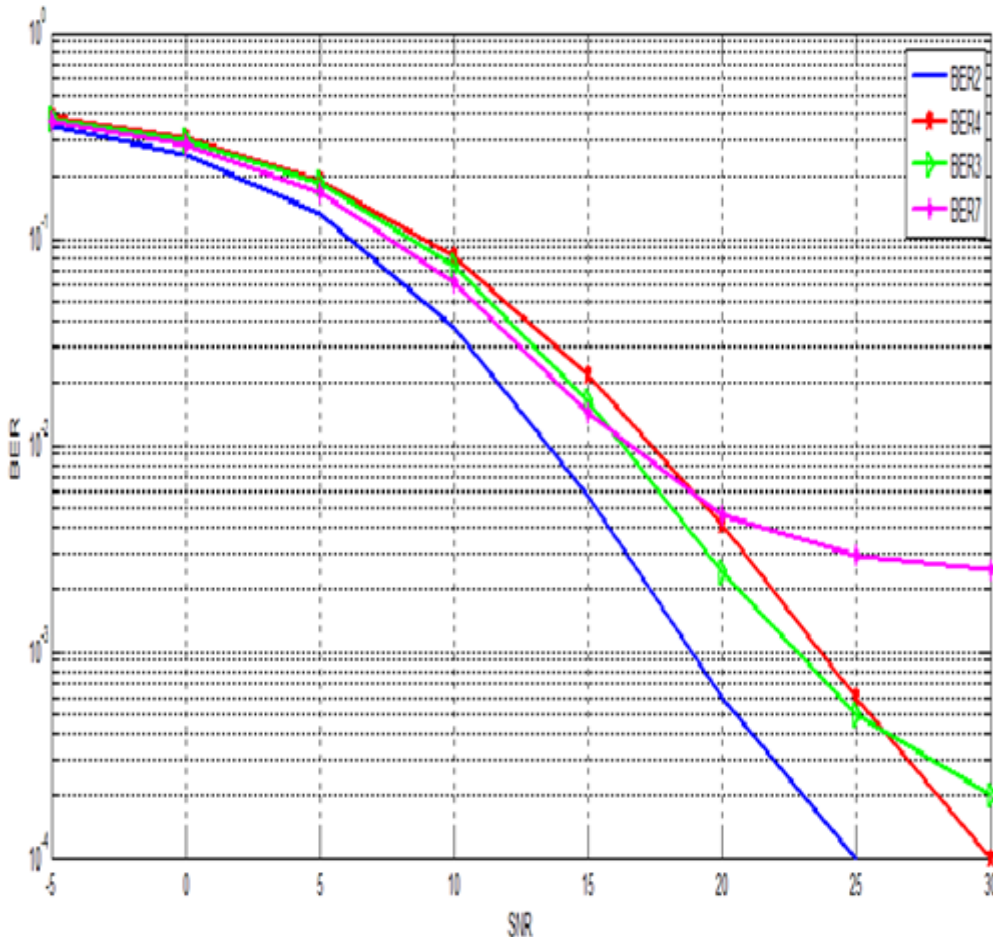


Figure IV. 4: Performances du système MIMO adaptatif 3×3.

Nous remarquons que pour deux trajets retardés, le BER atteint 10^{-4} pour un SNR de 25 dB et pour trois et quatre trajets retardés le BER atteint 10^{-4} pour un SNR de 30 dB. Ce qui montre bien l'utilité de l'augmentation du nombre d'antennes à l'émission et à la réception pour un système **MIMO adaptatif**. Les performances restent médiocres pour sept trajets retardés.

Chapitre IV : Implémentation des algorithmes adaptatifs

IV.6.3- Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 4×4 :

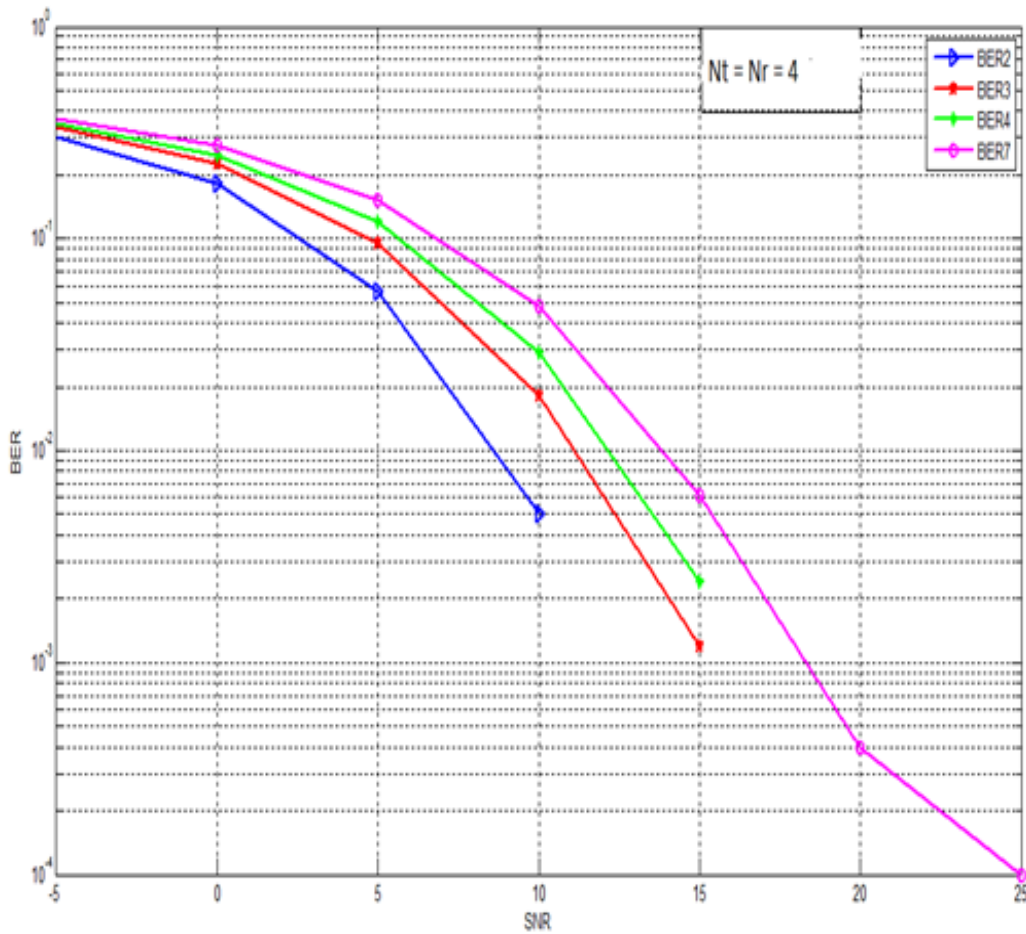


Figure IV. 5: Performances du système MIMO adaptatif 4×4.

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

- ✱ Le BER pour deux canaux retardés est inférieur à 10^{-2} pour un SNR de 10dB.
- ✱ Le BER pour trois canaux retardés est de 10^{-3} pour un SNR de 15dB.
- ✱ Le BER pour quatre canaux retardés est inférieur à 10^{-2} pour un SNR de 15dB.
- ✱ Le BER pour sept canaux retardés est 10^{-4} pour un SNR de 25dB.

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

IV.6.4- Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 6×6 :

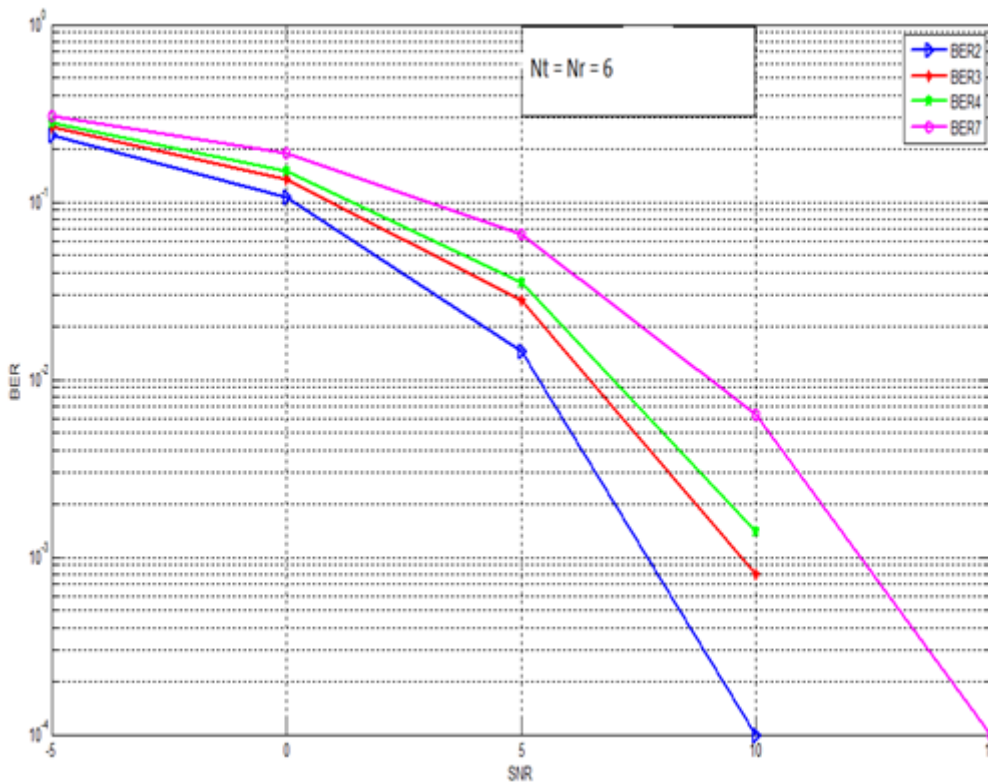


Figure IV. 6: Performances du système MIMO adaptatif 6×6.

Le taux d'erreur pour un système MIMO adaptatif 6×6 , avec un canal direct et sept canaux retardés est de 10^{-4} pour un SNR de 15dB.

Nous nous consignons que le système MIMO adaptatif 6×6 , améliore beaucoup plus les performances en termes du BER ; même avec un nombre important de canaux retardés, il permet d'éliminer la sélectivité du canal dû à la fois aux trajets multiples et les phénomènes d'interférences entre symboles et avoir un signal optimal au niveau de la réception.

L'intégration de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans le système MIMO 6×6 avec un canal direct et jusqu'à sept canaux retardés, au niveau d'émission et de réception, a donné des solutions optimales.

Chapitre IV : Implémentation des algorithmes adaptatifs

IV.6.5- Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 8×8 :

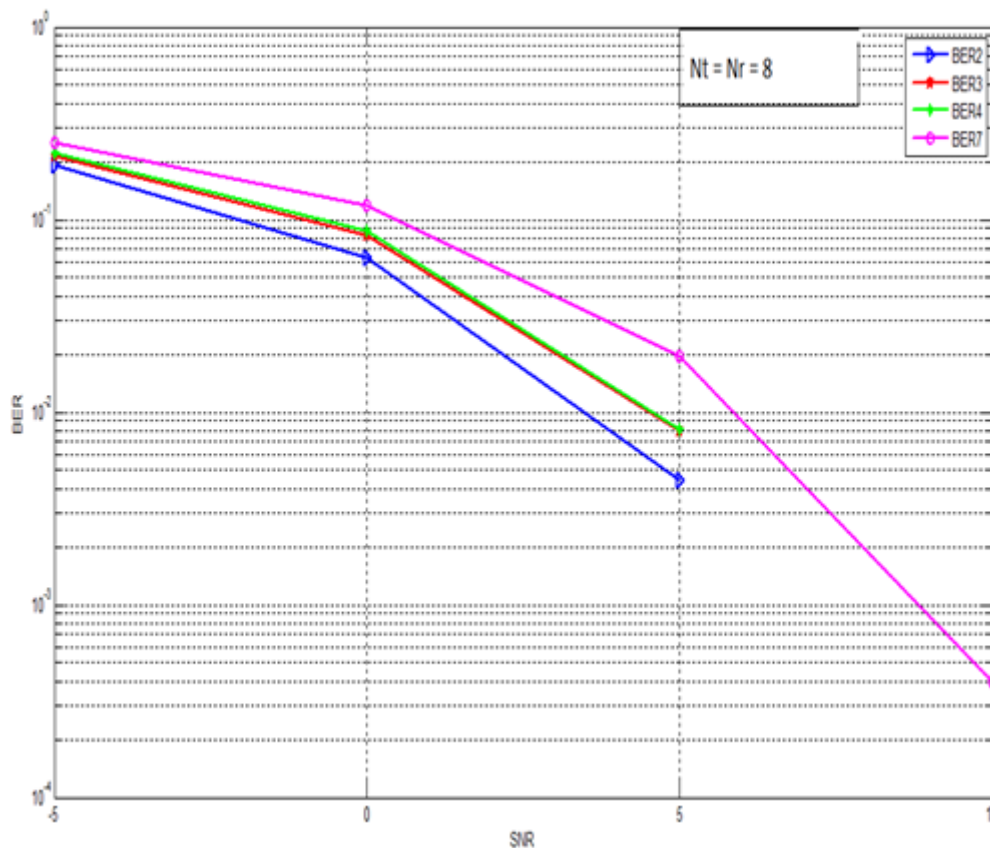


Figure IV. 7: Performances du système MIMO adaptatif 8×8.

Le taux d'erreur pour le système MIMO adaptatif (8×8) 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 10dB.

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.7- Etude des performances du système MIMO adaptatif avec les modulations M-QAM et M-PSK :

Dans cette section on s'intéresse à l'étude des performances de chaque modulation numérique QAM et PSK sur les performances de système MIMO beamforming. On fixe pour cette simulation le nombre d'antennes ($M=N=8$) et le nombre de trajets retardés à 3 (un canal direct A^0 et 3 trajets retardés A^1, A^2, A^3).

Chapitre IV : Implémentation des algorithmes adaptatifs

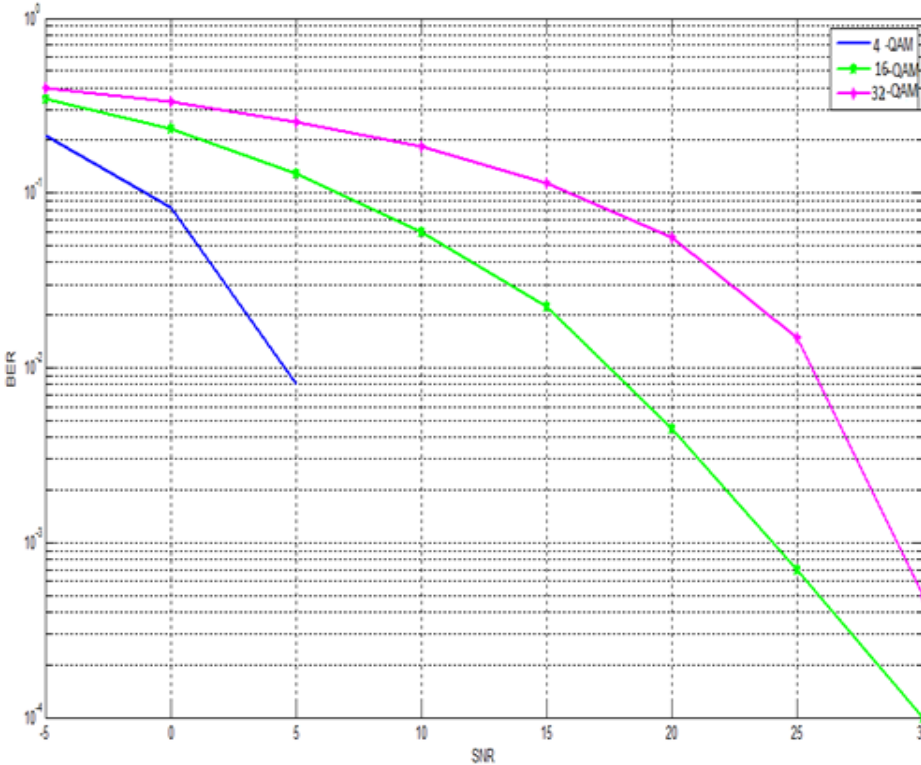


Figure IV. 8: Le BER pour la modulation numérique QAM.

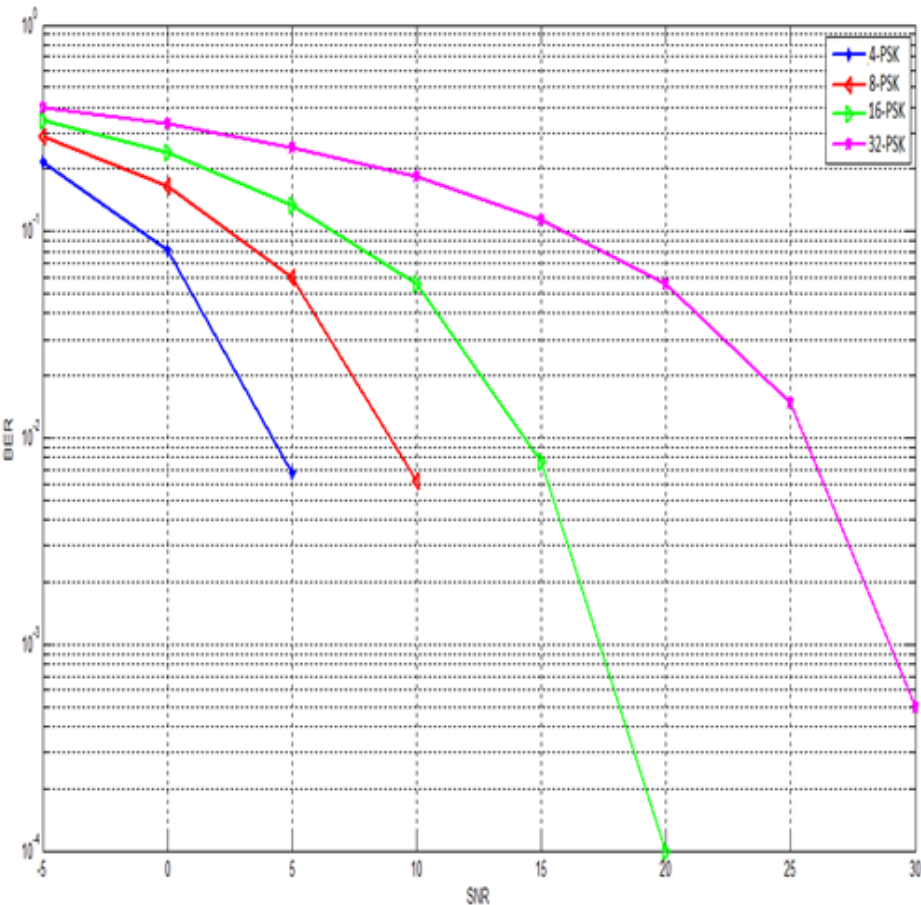


Figure IV. 9: Le BER pour la modulation numérique PSK.

Chapitre IV : Implémentation des algorithmes adaptatifs

D'après les résultats présentés dans la figure (IV.8) et la figure (IV.9) nous remarquons que pour :

- M=4

Le BER est inférieur à 10^{-2} pour un SNR de 5dB et ceci pour la modulation PSK.

Le BER est de 10^{-2} pour un SNR de 5dB et ceci pour la modulation QAM.

- M=8

Le BER est inférieur à 10^{-2} pour un SNR de 10dB et ceci pour la modulation PSK.

- M=16

Le BER est de 10^{-4} pour un SNR de 20dB et ceci pour la modulation PSK.

Le BER est de 10^{-4} pour un SNR de 30dB et ceci pour la modulation QAM.

- M=32

Le BER inférieur à 10^{-3} pour un SNR de 30dB et ceci pour la modulation PSK et 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 paramètre de simulation.

IV.8- Influence du nombre des symboles affectés par les retards sur le système MIMO beamforming :

Dans cette simulation, nous étudierons l'influence du nombre de symboles affectés par les retards sur les performances du système MIMO beamforming. Pour cela nous considérons un système MIMO 4*4 dans un environnement radio-mobile à 7 trajets retardés. Avec le nombre de symboles affectés par le retard sur chaque trajet est égal à 1, 4 et 100 respectivement.

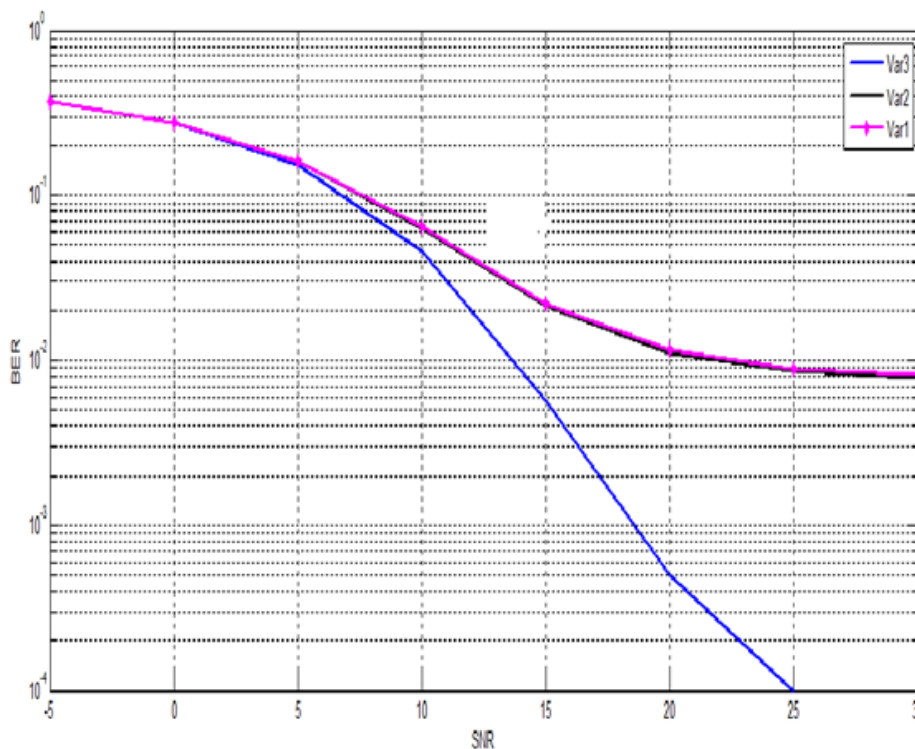


Figure IV. 10: Influence des symboles retardés.

Chapitre IV : Implémentation des algorithmes adaptatifs

Nous constatons d'après ces résultats que les performances du système **MIMO adaptatif** 4×4 se dégradent en augmentant le nombre de symboles affectés par les retards. Cette dégradation est d'environ 7 dB pour 4 et 100 symboles et ceci pour un BER égal à 10^{-2} .

IV.9- Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié un système **MIMO adaptatif**, qui permet la détermination des vecteurs de pondérations optimaux.

Un tel système présente des perfectionnements concernant le **SINR**, basant sur l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences au niveau d'émission et de réception.

Les résultats de la première partie, confirment qu'un 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 résultats de la deuxième partie montrent que les performances d'un système **MIMO adaptatif** avec l'intégration de la diversité spatiale augmentent plus rapidement pour des SNR faibles.

Nous concluons donc que l'efficacité de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences croît proportionnellement avec l'ordre de diversité.

L'assimilation des modulations numériques à un système MIMO adaptatif 8×8 est introduite afin de prouver la robustesse de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences.

Les résultats de la troisième partie montrent que 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 ($M = 4$).

Conclusion Générale :

L'innovation contemplée des systèmes de radiocommunications appelle 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 sans fil.

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. Dans cette étude nous nous sommes focalisés à l'exploitation des systèmes d'antennes intelligentes pour l'amélioration des performances des réseaux sans fil. En particulier, nous nous sommes focalisés sur 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 et variables.

Pour atteindre nos objectifs nous avons commencé, dans le premier chapitre, par l'étude des différents types des canaux radio mobile.

Les effets du canal sur le signal transmis sont :

- La sélectivité en fréquence qui cause l'interférence entre symboles successifs émis. Cette interférence est d'autant plus importante que la durée d'un symbole est petite par rapport à l'étalement du retard causé par le canal.
- La sélectivité en temps, qui a pour origine les mouvements relatifs du récepteur ou de l'émetteur, est caractérisée par le temps de cohérence du canal.
- La sélectivité en espace qui a pour origine la distance entre les antennes dans un réseau, cette sélectivité est caractérisée par la distance de cohérence.

L'objectif visé dans le chapitre 2 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 troisième chapitre, nous avons décrit les différentes architectures MIMO et les codages spatio-temporels en blocs ou en treillis, ainsi que le multiplexage spatial telle l'architecture VBLAST développée par les laboratoires Bell avant de finaliser notre étude par la présentation des antennes MIMO beamforming. Nous avons ensuite détaillé les récepteurs envisageables pour ce type de transmission, qu'ils soient linéaires ou non. Si le récepteur basé sur le forçage à zéro est le plus simple à mettre en œuvre, ses performances sont trop médiocres pour être satisfaisantes. Le récepteur basé sur l'erreur quadratique moyenne offre des perspectives plus intéressantes. Dans le quatrième chapitre, les résultats de simulation démontrent une amélioration significative des performances utilisant notre système avec la présence de grandes perturbations.

Conclusion Générale :

Il est intéressant de noter ici que l'augmentation du nombre d'antennes de réception est nécessaire pour assurer un degré de liberté suffisant pour atténuer les multi trajets et garantir une meilleure performance.

Références bibliographique :

- [1] **J. G. PROAKIS**, « *Digital Communications* ». MCGRAW-HILL, 2000.
- [2] **N. PRAYONGPUN**, « *Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation* ». Thèse doctorat, université Joseph Fourier, Grenoble 1, avril 2009.
- [3] **Ph. MARY**, « *Etude analytique des performances des systèmes radio-mobiles en présence d'évanouissements et d'effet de masque* ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, février 2008.
- [4] **O. BERDER**, « *Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes* ». Thèse doctorat, université de Bretagne Occidentale, décembre 2002.
- [5] **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.
- [6] **S. DAUMONT**, « *Techniques de démodulation aveugle en interception de signaux MIMO* ». Thèse doctorat, université de Rennes 1 sous le sceau de l'université Européenne de Bretagne, décembre 2009.
- [7] **H. BOEGLÉN & Ch. CHATELLIER**, « *Un système de transmission d'images fixes robuste pour canaux radiomobiles sélectifs en temps et en fréquence* ». Laboratoire MIPS & laboratoire SIC, avril 2009.
- [8] **Ch. LE GUELLAUT**, « *Prototypage d'un système MIMO-MC-CDMA sur plate forme hétérogène* ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, janvier 2009.
- [9] **B. RIHAWI**, « *Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes* ». Thèse doctorat, université de Rennes I, mars 2008.
- [10] **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.
- [11] **W. ROTMAN & R. F. TURNER**, « *Wide-angle microwave lens for line source Applications* ». IEEE Transactions on antennas and propagation, pp. 623-632, 1963.
- [12] **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.
- [13] **S. TABBANE**, « *Réseaux Mobiles* ». Edition HERMES, Paris, 1997.
- [14] **I. STEVANOVIĆ, A. SKRIVERVIK & J. R. MOSIG**, « *Smart antenna systems for mobile communication* ». Final report, Ecole Polytechnique Fédérale (Lausanne), january

Références bibliographique :

2003.

[15] **G. J. FOSHINI**, « *Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas* ». Bell Labs Technical Journal, pp. 41-57, autumn 1996.

[16] **V. TAROKH, N. SESHADRI, & A. R. CALDERBANK**, « *Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction* ». IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, n°. 2, pp. 744-765, march 1998.

[17] **I. OUACHANI**, « *Analyse de performance de systèmes de communications sans-fil exploitant micro- et macro-diversité* ». Thèse doctorat, université de Paris XI Orsay, juin 2005.

[19] **I. PREDRAG & D. DUSAN**, « *Adaptive Vector Quantization in SVD MIMO System Backward Link with Limited Number of Active Subchannels* ». Serbian journal of electrical engineering, vol. 1, No. 3, pp. 113 - 123, november 2004.

[20] **P.W.WOLNIANSKY, G.J.FOSCHINI, G.D.GOLDEN & R.A.VALENZUELA**, « *VBLAST: architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel* ». URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, ISSSE, pp. 295-300, 29 sep-2 oct 1998.

[21] **K. BOUKANTAR, C. LANGLAIS & M. BERBINEAU**, « *Association du précodage diagonal et des systèmes MIMO dans des environnements fortement corrélés* ». Conférence sur les technologies de l'information, université de Lille, 2009.

[22] **D. KARAKOLAH**, « *Conception et prototypage d'un récepteur itératif pour des systèmes de transmission MIMO avec Précodage linéaire* ». Thèse doctorat, université de Bretagne-Sud, novembre 2009.

[23] **M. SAYED HASSAN**, « *Codage spatio-temporel optimisé pour une concaténation série avec les codes correcteurs d'erreurs* ». Thèse doctorat, université de Bretagne Occidentale, octobre 2010.

[24] **H. EL GAMAL & M. O. DAMEN**, « *Universal space-time coding* ». IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, pp. 1097-1119, 2003.

[25] **V. TAROKH, N. SESHADRI, & A. R. CALDERBANK**, « *Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction* ». IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, n°. 2, pp. 744-765, march 1998.

[26] **H. WANG**, « *Architectures reconfigurables à base d'opérateur CORDIC pour le traitement du signal: Applications aux récepteurs MIMO* ». Thèse doctorat, université de Rennes I, avril 2009.

[30] **G. J. FOSCHINI**, « *On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas* ». Wireless Personal Communications, pp.311-315, march 1998.

Références bibliographique :

- [31] **D. LE RUYET**, « *Systèmes MIMO et codage spatio-temporel* ». Conservatoire National des Arts et Métiers, pp.37-42, mai 2005.
- [32] **G. J. FOSHINI**, « *Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas* ». Bell Labs Technical Journal, pp. 41–57, autumn 1996.
- [34] **G. GOLDEN, G. FOSCHINI, R. VALENZUELA & P. WOLNIASKY**, « *Detection algorithm and initial laboratory results using the V-BLAST space-time communication architecture* ». Electronics letters, vol. 35, pp. 14–15, january 1999.
- [35] **P.W.WOLNIANSKY, G.J.FOSCHINI, G.D.GOLDEN & R.A.VALENZUELA**, « *VBLAST: architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel* ». URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, ISSSE, pp. 295–300, 29 sep-2 oct 1998.
- [36] **K. 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* ». Thèse doctorat, Ecole National Supérieur des Télécommunications, décembre 2008.
- [37] **J. F. BERCHER**, « *Égalisation* ». Chapitre 4, extrait de *Radiocommunications numériques*, Tome 1.DUNO, Paris 2002.
- [38] **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.