



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUES**

UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID -TLEMCCEN

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

MEMOIRE

Pour l'obtention du

DIPLOME DE MAGISTER

DE L'ECOLE DOCTORALE DES TECHNOLOGIES

ET APPLICATIONS SPATIALES

Spécialité : Télécommunications et Informatique Spatiales

Présenté par :

Mademoiselle : BERHAB SOUAD

Algorithmes adaptatifs pour des transmissions multi- antennes MIMO haut débit en réseaux sans fil

Soutenu en 2011 devant le jury composé de :

Mr. CHIKH-BLED Mohammed	Prof, à l'Université de Tlemcen	Président
Mr. MERIAH Sidi Mohammed	Prof, à l'Université de Tlemcen	Examineur
Mr. ABRI Mehadji	M.C. A, à l'Université de Tlemcen	Examineur
Mr. BENDIMERAD Fethi Tarih	Prof, à l'Université de Tlemcen	Encadreur
Mr. BAHRI Sidi Mohammed	M.C. B, à l'Université de Tlemcen	Co-Encadreur

Remerciements

Ce travail n'aurait pu se faire seul ! Ce sont les compétences, la disponibilité, le dynamisme et la bonne humeur de chacun, qui m'ont permis de poursuivre mes études et d'achever ce mémoire dans les meilleures conditions. C'est pourquoi je tiens chaleureusement à remercier ici toutes les personnes qui ont contribué de loin comme de près à ce travail.

Au moment où j'apporte les dernières retouches à mon travail, j'exprime mes reconnaissances et mes remerciements à Monsieur F.T. BENDIMERAD, Professeur à l'université d'ABOU BEKR BELKAID pour la confiance qu'il m'a témoigné et pour tous les renseignements et les conseils précieux qu'il m'a apporté avec précision, célérité et attention, ainsi que pour sa disponibilité tout au long de mon projet.

Je ne sais pas comment remercier Monsieur S.M. BAHRI, Maître de Conférences à l'université d'ABOU BEKR BELKAID, d'avoir accepté le suivi de mon projet et de s'être impliqué pleinement dans ce travail de recherche. Merci du fond du coeur pour sa confiance, sa patience et sa pédagogie. Merci pour tout ce qu'il a pu m'apporter, professionnellement et humainement parlant. C'est grâce à vous que le travail a pris cette forme.

Je suis sensible à l'honneur que nous à fait Monsieur M. CHIKH-BLED, Professeur à l'université d'ABOU BEKR BELKAID et Monsieur S.M. MERIAH, Professeur à l'université de Tlemcen, en acceptant de juger ce travail et d'en être les examinateurs. Nous remercions vivement Monsieur M. ABRI, Maître de Conférences à l'université de Tlemcen, pour avoir accepté avec beaucoup de bien veillance de participer à ce jury de mémoire malgré ses nombreuses occupations.

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.

Berhab Souad

A mon cher père

sans restriction

Pour son amour, sa patience et ses considérables sacrifices

Pour me parvenir à ce niveau

A ma chère mère

Pour son grand amour, ses sacrifices et toute l'affection

qu'elle me toujours offerte

À ma famille

À tous mes amis

A tous ceux qui j'aime et qui m'aiment

"En essayant continuellement on finit par réussir. Donc plus ça rate, plus on a des chances que ça marche !" Devise Shaddock

Résumé

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

La solution à ces problèmes consiste à combiner toute l'énergie disponible à partir de l'émetteur désiré et la réjection à la réception de tous les signaux interférences des autres systèmes. Pour ce faire, il convient de développer des techniques de transmission dites MIMO-adaptatives (Multiple Input, Multiple Output).

Le but de ce travail est de mettre au point des algorithmes 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 de concevoir de tels algorithmes pour améliorer les performances du système de transmission sans fil sans influencer sur la qualité d'émission et de réception.

Mots clés : *Technologie MIMO, Antennes intelligentes, Algorithmes adaptatifs, Réseaux adaptatifs d'antennes, Diversité d'antenne, Réseaux sans fil.*

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, it should be 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 exploitation of the potentialities 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 technology, Smart antennas, Adaptive algorithms, Adaptive antenna systems, Antenna diversity, Wireless networks.*

Table des Matières

Remerciements.....	i
Dédicaces	ii
Résumé.....	iii
Abstract.....	iv
Tables des Matières.....	v
Tables des Figures.....	ix
Acronymes et abréviations.....	vi
Introduction Générale	1

Chapitre 1 : Généralité sur la transmission sans fil

I.1- Introduction	3
I.2- La chaîne de transmission	3
I.3- Canaux de transmission.....	6
I.4- Description des phénomènes physique à l'intérieur du canal	7
I.4.1- Les phénomènes à grande échelle	7
I.4.2- Les phénomènes à petite échelle	7
I.4.3- Les bruits	8
I.5- Canaux à évanouissements.....	8
I.6- Sélectivité d'un canal de communication.....	10
I.6.1- Canal sélectif en fréquence.....	10
I.6.2- Canal sélectif en temps	10
I.6.3- Canal sélectif en temps et en fréquence.....	11
I.6.4- Canal non sélectif	11
I.7- Modélisation du canal de propagation	12
I.7.1- Le modèle de canal gaussien	12

I.7.2- Le modèle de Rayleigh	13
I.8- Notions de diversité.....	13
I.8.1- Diversité temporelle	14
I.8.2- Diversité fréquentielle	15
I.8.3- Diversité de polarisation.....	16
I.8.4- Diversité spatiale	17
I.8.5- Diversité angulaire.....	18
I.8.6- Diversité de parcours	19
I.8.7- Diversité spatio-temporelle	19
I.8.8- Diversité transformée	19
I.9- Techniques de combinaison de diversité.....	19
I.9.1- Combinaison par commutation	20
I.9.2- Combinaison par sélection	21
I.9.3- Combinaison par gain égal (EGC)	22
I.9.4- Combinaison par rapport maximal (MRC).....	22
I.10- Conclusion	23

Chapitre 2 : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

II.1- Introduction.....	24
II.2- Antennes réseaux	25
II.2.1- Principe	25
II.2.2- Cas d'un réseau linéaire à gradient de phase.....	26
II.2.3- Paramètres caractéristiques du diagramme de rayonnement.....	27
a. Réseau linéaire	28
b. Réseau planaire.....	31
c. Réseau circulaire.....	34
II.3- Antennes intelligentes	37
II.3.1- Récepteur d'antenne intelligente	37
II.3.2-Émetteur d'antenne intelligente.....	38
II.3.3- Concept d'antennes intelligentes	39
II.4- Avantages des antennes intelligentes	40
II.4.1- Réduction de la taille du motif (RTM).....	41
II.4.2- Accès Multiple par Réparation Spatiale (AMRS).....	42

II.5- Type des antennes intelligentes	44
II.5.1- Systèmes à faisceaux commutés (SBA).....	44
II.5.2- Antennes adaptatives.....	45
II.6- Formation de voies et annulation d'interférents	47
II.7- Formation de voies optimales	48
II.7.1- Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile	48
II.7.2- Technique basée sur un signal de référence	48
II.7.3- Algorithmes adaptatifs	49
a. Le LMS : algorithme du gradient stochastique	49
b. Le DMI : Inversion directe de la matrice de convergence	50
c. Le RLS : Algorithme des moindres carrés récursifs	50
d. Le CMA : Algorithme à module constant	51
e. L'AG : Algorithme génétique.....	51
II.8- Conclusion	53

Chapitre 3 : Technologie MIMO

III.1- Introduction	54
III.2- Présentation des systèmes multi-antenne	55
III.3- Concept et capacité des canaux MIMO	56
III.4- Système MIMO à base de codes spatio-temporels.....	60
III.4.1- Codage spatio-temporel en treillis	61
III.4.2- Codage spatio-temporel par blocs	62
III.5- Système MIMO à base de multiplexage spatial	65
III.5.1- D-BLAST.....	65
III.5.2- V-BLAST.....	66
III.5.3- H-BLAST.....	67
III.5.4- Turbo-BLAST.....	68
III.6- MIMO Beamforming	68
III.7- Récepteurs les plus courants.....	69
III.7.1- Maximum de vraisemblance (ML)	70
III.7.2- Décodage par sphère	70

III.7.3- Egaliseur par forçage à zéro (ZF)	71
III.7.4- Récepteur linéaire à erreur quadratique minimale (MMSE).....	71
III.7.5- Récepteur à retour de décision V-BLAST	72
III.7.6- Détection par annulation d'interférence.....	72
III.8- Conclusion	73

Chapitre 4 : Implémentation des algorithmes adaptatifs dans une chaîne MIMO

IV.1- Introduction	74
IV.2- Modèle de propagation sur le canal MIMO.....	74
IV.3- Hypothèses générales	75
IV.4- Détermination du vecteur de pondération d'émission et de réception	76
IV.5- Maximisation du rapport SINR basant sur l'algorithme itératif.....	78
IV.6- Influence du nombre d'antennes sur les performances du système	80
IV.6.1- Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 2×2	81
IV.6.2- Taux d'erreur pour le système MIMO adaptatif 3×3	82
IV.6.3- Taux d'erreur pour le système MIMO adaptatif 4×4	83
IV.6.4- Taux d'erreur pour le système MIMO adaptatif 6×6	84
IV.6.5- Taux d'erreur pour le système MIMO adaptatif 8×8	85
IV.6.6- Taux d'erreur pour le système MIMO adaptatif avec 7 canaux retardés	86
IV.7- Etude des performances du système MIMO adaptatif avec les modulations M-QAM et M-PSK	87
IV.7.1- MIMO adaptatif 4×4 associé à la modulation 8-QAM	87
IV.7.2- MIMO adaptatif 4×4 associé à la modulation 16-QAM	88
IV.7.3- MIMO adaptatif 4×4 associé aux modulations BPSK, QPSK et 16-PSK	89
IV.8- Conclusion.....	91

Conclusion générale	93
----------------------------------	-----------

Annexe.....	96
--------------------	-----------

Références Bibliographiques

Table des Figures

Figure I.1 : Une chaîne de transmission sans fil	5
Figure I.2 : Représentation du canal radiomobile. Distinction entre canal de propagation et canal de transmission	6
Figure I.3 : Fluctuations à petite et à grande échelle de la réponse du canal	8
Figure I.4 : un canal sélectif en fréquence	10
Figure I.5 : Comparaison montrant un canal non sélectif	11
Figure I.6 : Tableau récapitulatif des différentes sélectivités	12
Figure I.7 : Représentation d'un canal à BBAG	13
Figure I.8 : Transmission sur plusieurs intervalles temporels	15
Figure I.9 : Transmission sur plusieurs intervalles fréquentiel	16
Figure I.10 : Diversité de polarisation illustrée par deux dipôles, un dans la direction « x » et l'autre dans la direction « z »	16
Figure I.11 : La diversité spatiale illustrée par trois antennes (identiques) séparée par les distances r_1 , r_2 et r_3	18
Figure I.12 : La diversité angulaire illustrée par trois antennes cornées directionnelles, les lignes pointillées indiquent des modèles de directivité	18
Figure I.13 : Combinaison générale de signaux reçus sur un système multi-antennes	20
Figure I.14 : Combinaison par commutation.	21
Figure I.15 : Combinaison par sélection (SC)	21
Figure I.16 : Combinaison par gain égal (EGC)	22
Figure I.17 : Combinaison par rapport maximal (MRC)	23
Figure II.1 : Schéma de principe d'une antenne réseau	25
Figure II.2 : Schéma représentatif d'un réseau linéaire	27
Figure II.3 : Différentes configurations géométriques des réseaux, linéaire (a), planaire (b) et circulaire (c)	28
Figure II.4 : Réseau linéaire	28
Figure II.5 : Diagrammes de rayonnement de réseau linéaire	30
Figure II.6 : Réseau planaire	31
Figure II.7 : Diagrammes de rayonnement de réseau planaire	33
Figure II.8 : Réseau circulaire	34
Figure II.9 : Diagrammes de rayonnement de réseau circulaire	36
Figure II.10 : Antenne intelligente réceptrice	38

Figure II.11 : Antenne intelligente émettrice	39
Figure II.12 : Le principe de base d'une antenne intelligente	40
Figure II.13 : Le concept cellulaire.....	41
Figure II.14 : Principe de la technique RTM	42
Figure II.15 : Principe de la technique SDMA : (a) Faisceaux formés - (b) Structure du réseau (BTS).....	44
Figure II.16 : Réseau d'antenne adaptative	45
Figure II.17 : Configuration de l'antenne pour la formation de voies	48
Figure III.1 : Illustration de l'évolution des besoins en termes de transferts d'informations	55
Figure III.2 : Le concept MIMO	57
Figure III.3 : Capacités de systèmes SIMO et MIMO à 4 et 8 antennes par rapport au canal SISO.....	59
Figure III.4 : Le schéma de principe du codage spatio-temporel.....	61
Figure III.5 : Diagramme de treillis pour un STTC à 4 états utilisant $N_t = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4.....	62
Figure III.6 : Architecture d'un transmetteur D-BLAST.....	65
Figure III.7 : Architecture d'un transmetteur V-BLAST.....	66
Figure III.8 : Principe de l'architecture de modulation V-BLAST	67
Figure III.9 : Architecture d'un transmetteur H-BLAST.....	67
Figure III.10 : Principe de la formation de faisceaux	68
Figure IV.1 : La configuration MIMO Beamforming	75
Figure IV.2 : SINR pour un canal retardé	79
Figure IV.3 : SINR pour quatre canaux retardés.....	79
Figure IV.4 : SINR pour sept canaux retardés.....	80
Figure IV.5 : Performances du système MIMO adaptatif $2 \times 2/4$ -QAM.....	81
Figure IV.6 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 3×3	82
Figure IV.7 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4	83
Figure IV.8 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 6×6	84
Figure IV.9 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 8×8	85
Figure IV.10 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif avec variation du nombre éléments d'antennes	86
Figure IV.11 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif $4 \times 4/8$ -QAM.....	87
Figure IV.12 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif $4 \times 4/16$ -QAM.....	88

Figure IV.13 : <i>Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4/BPSK</i>	89
Figure IV.14 : <i>Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4/QPSK</i>	90
Figure IV.15 : <i>Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4/16-PSK</i>	90

Acronymes et Abréviations

AG	Algorithme Génétique
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
CDMA	Code Division Multiple Access
CMA	Constant Modulus Algorithm
CSI	Canal State Information
D-BLAST	Diagonal-Bell Labs Space Time Architecture
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications
DMI	Direct Matrix Inverse
DoA	Direction of Arrival
DSP	Digital Signal Processing
EGC	Equal Gain Combination
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GSM	Global System for Mobile communications
H-BLAST	Horizontal-BLAST
HiperLAN	High performance radio LAN
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
IEEE	Institut of Electrical and Electronic Engineers

IES	I nterférences E ntre S ymboles
LAN	L ocal A rea N etwork
LCMV	L inearly C onstrain M inimum V ariance
LMS	L east M ean S quare
MAP	M aximum de vraisemblance A P osteriori
MDP	M odulation par D éplacement de P hase
MIMO	M ultiple I nput M ultiple O utput
MISO	M ultiple I nput S ingle O utput
ML	M aximum L ikelihood
MMSE	M inimum M ean S quare E rror
MRC	M aximal R atio C ombination
MS	M ultiplexage S patial
MV	M aximum de V raisemblance
N/A	N umérique/ A nalogique
OSTBC	O rthogonal S pace T ime B lock C ode
PSK	P hase S hift K eying
QAM	Q uadrature A mplitude M odulation
QPSK	Q uadrature P hase S hift K eying
RF	R adio F réquence
RIF	R éponse I mpulsionnelle F inie
RLS	R ecursive L east S quares
RTM	R éduction de la T aille du M otif
SBA	S witched B eam A ntennas
SC	S election C ombination
SDMA	S pace D ivision M ultiple A ccess

SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
STB	Space Time Block
STBC	Space Time Block Code
STTC	Space Time Trellis Code
TDMA	Time Division Multiple Access
TEB	Taux d'Erreur Binaire
V.A	Variable Aléatoire
V-BLAST	Vertical - Bell Labs Space Time Architecture
WLAN	Wireless Local Area Network
ZF	Zero Forcing
1xEV-DO	Evolution-Data Optimized

Introduction générale

Introduction générale

Depuis quelques années les transmissions numériques sans fil sont en pleine expansion avec les satellites, la radio et la télévision numériques, la domotique et bien sûr les téléphones mobiles. Les ressources en canaux de transmission sont de plus en plus saturées, en particulier dans la bande de la téléphonie mobile et présentent une propagation riche en trajet multiples. Deux problèmes majeurs se produisent dans cet environnement :

- ❖ Ces systèmes de communications mobiles utilisent seulement une petite partie de l'énergie rayonnée ;
- ❖ Les liaisons de transmission sont brouillées par des interférences et par des signaux provenant d'autres utilisateurs.

Ces problèmes sont accrus par l'arrivée de nouveaux services tels que l'accès à internet et la transmission d'images via les téléphones mobiles. Ces services demandent des débits de plus en plus importants et comme le nombre d'utilisateurs continue d'augmenter, la quantité d'information transmise croît très rapidement.

Une solution pour pallier à la saturation des ressources consiste à améliorer l'efficacité spectrale des communications, c'est à dire le débit utile par unité de bande occupée. Cela peut se faire au niveau du type de signal émis, avec des modulations et/ou des codages plus efficaces. Toutefois les systèmes actuels sont déjà performants et la limite théorique donnée par la capacité de Shannon reste toujours insuffisante pour les besoins futurs.

Une autre solution 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. L'idée générale est

de tirer profit de la dimension spatiale du canal et d'exploiter les trajets multiples plutôt que de les supprimer.

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

Organisation du document

Le mémoire s'articule en 4 chapitres :

1. Le premier chapitre introduit rapidement une chaîne de transmission, l'étude du canal radio pour représenter les défis que les MIMO doivent y relever, notamment les canaux BBAG et à évanouissements de Rayleigh. Ce dernier est le mieux adapté aux communications radio-mobiles dans un environnement multi-trajets. Nous allons présenter aussi les différentes sortes de diversité en particulier la diversité spatiale susceptible d'améliorer la qualité de transmission. Enfin les procédés de combinaisons appliqués pour le traitement des signaux à la réception seront présentés.
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 trois 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'observer l'intérêt de cette dernière et minimiser le taux d'erreur afin d'obtenir des meilleures qualités du signal à la réception. Enfin, 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.

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

Généralité sur la transmission sans fil

Généralité sur la transmission sans fil

I.1- Introduction

Dans ce chapitre nous présenterons un rappel des fonctionnements de communication numérique et des phénomènes physiques à l'intérieur du canal.

La propagation de l'onde électromagnétique assure un lien entre l'émetteur et le récepteur, nommé « *canal de propagation* ». Il est indispensable au développement d'une chaîne de communication. La représentation et la caractérisation du canal seront traitées ultérieurement. Le canal de propagation subit des variations significatives dans le temps, l'espace et la fréquence. Certaines techniques ont été alors proposées dans la littérature à titre d'exemple les techniques de diversité pour lutter contre les fluctuations du canal.

Dans ce chapitre, nous allons décrire une chaîne de transmission y compris les canaux et les phénomènes physiques à l'intérieur de ces derniers ainsi que leurs différents types. Par la suite, nous allons présenter les différentes techniques de diversité pour lutter contre les évanouissements. La fin du chapitre sera consacrée aux procédés de combinaisons appliqués pour le traitement des signaux à la réception.

I.2- Chaîne de transmission

Le but d'un système de communication à distance avec fil ou sans fil est de transmettre de l'information d'un point à un ou plusieurs points. Le schéma de principe d'une chaîne de transmission [32] est représenté sur la **Figure I.1**. Le système se compose de trois grandes parties : un émetteur, un récepteur et le milieu de propagation appelé « *canal de propagation* ». L'émetteur a pour objectif d'adapter l'information de la source avant de transmettre à travers un canal de propagation. En effet, à partir du signal reçu, le récepteur fait l'opération pour récupérer l'information de la source. Sur la **Figure I.1**, les opérations duales effectuées à l'émetteur et au récepteur sont le codage et le décodage de source, le codage et le décodage de canal, la modulation et la démodulation. Nous allons maintenant d'écrire brièvement les différentes fonctions mises en œuvre dans la chaîne de transmission.

Notons que ces fonctions peuvent traiter l'information de façon individuelle ou collective qui dépend de la conception appliquée.

Pour réaliser une transmission numérique [44], le message à transmettre doit être mis en forme numérique. Si la source délivre un message analogique tel que le signal de parole ou le signal d'image, il est indispensable de le numériser. Lorsque le message analogique est échantillonné, le théorème de Shannon doit être respecté. Chaque échantillon est quantifié et puis converti sur des éléments binaires.

Le codage de source permet de compresser l'information moins utile sans perte d'information de façon à réduire le coût de la bande passante de la communication. Cette séquence binaire compressée de sortie du codeur de source est appelée séquence d'information. Dans ce qui suit, nous supposons que la séquence d'information est une suite d'éléments binaires indépendants et identiquement distribués sur l'alphabet $\{0, 1\}$. Le nombre de données binaires émis par unité de temps définit le débit binaire $D = 1/T_b$ bit/s ou T_b est la durée d'un bit en seconde. La quantité d'information, l'entropie, se mesure à partir de la probabilité respective des éléments binaires. Notons qu'il existe l'opération inverse de ce codage de source utilisée au récepteur.

Après la numérisation et le codage de source, il existe une fonction spécifique pour des transmissions numériques qui permet d'améliorer la qualité de transmission. Cette fonction est appelée « *codage de canal* » qui a pour objectif de détecter et/ou corriger des erreurs en réception. Le codage de canal insère des éléments binaires dans la séquence d'information.

Des éléments binaires ajoutés sont appelés « *Redondance* ». Cette opération mène alors à une réduction du débit utile binaire de la transmission. Le décodage de canal doit connaître le type de codage utilisé à l'émission pour corriger des erreurs correctement. Sinon, il est possible de créer des erreurs en plus, lors de la sortie du décodage du canal. Notons que certains types de codage ne sont pas très utilisés, car ils augmentent la complexité du système en émission et en réception.

Pour transmettre le message numérique en tant qu'une séquence d'éléments binaires, il est nécessaire de le convertir en un signal analogique. Cette opération est généralement appelée « *Modulation* ». La modulation consiste à transmettre un ensemble de n éléments binaires issu du message. Cet ensemble d'éléments binaires correspond à un signal $S_i(t)$, $i = 1, \dots, M$ de durée $T_s = n.T_b$, parmi $M = 2^n$ signaux en fonction de la réalisation de n éléments binaires. La séquence binaire de débit D est modulée par la séquence à M -aire états avec la rapidité de modulation R exprimée en Bauds. La rapidité de modulation peut s'exprimer par

$$R = \frac{1}{T_s} = \frac{D}{\log_2 M} \quad (\text{I.1})$$

Un élément supplémentaire, le filtrage, qui assure la mise en forme définitive du signal avant l'émission, compte tenu du codage ou de la modulation utilisée et des contraintes du canal.

Il est exploité pour limiter sa bande de fréquence, ce qui permet de partager le même milieu de transmission à plusieurs utilisateurs sans problème d'interférence.

Dans le cadre de transmission sans fil, une antenne émettrice ou un réseau d'antennes permet de transformer les signaux analogiques en des ondes électromagnétiques. Le signal émis se propage à travers le milieu de propagation qui subit des perturbations. Le milieu de propagation est caractérisé par plusieurs effets qui seront présenté ultérieurement. Au récepteur, une autre antenne ou un réseau d'antennes consiste à convertir les ondes électromagnétiques en des signaux analogiques.

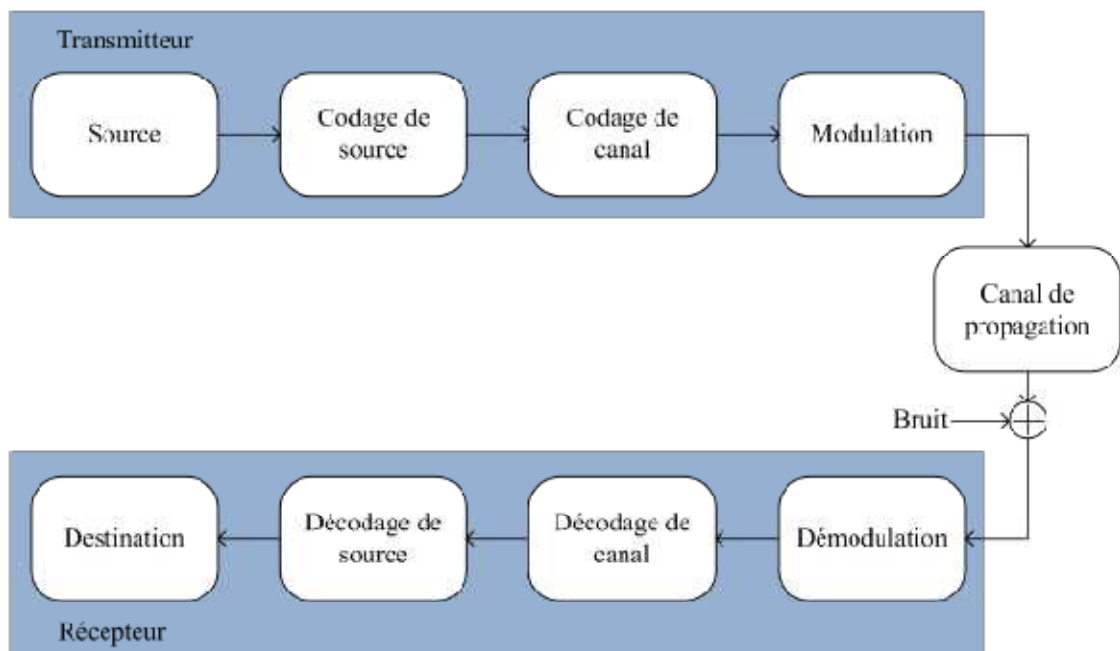


Figure 1.1 : Une chaîne de transmission sans fil.

Le bruit est considéré comme une perturbation aléatoire qui vient de l'extérieur et de l'intérieur du récepteur. Le bruit externe est causé par des systèmes industriels (*moteur, ligne à haute tension, etc. . .*) ou par les interférences des signaux des autres utilisateurs dans le cas d'un système multi-utilisateurs. Le bruit thermique (*bruit interne*) vient de l'agitation thermique des électrons des dispositifs électroniques, dont la puissance est proportionnelle à la température. Le bruit considéré ici est modélisé par un processus aléatoire gaussien à moyenne nulle, stationnaire, indépendant du signal émis avec une densité spectrale de puissance monolatérale N_0 . Une autre source de bruit particulière est le bruit de quantification qui apparaît au niveau de l'opération d'échantillonnage-quantification du fait de la transformation du signal analogique en un signal numérique.

Le récepteur a pour objectif de reconstituer au mieux, le message émis à partir du signal reçu. Il comprend des circuits d'amplification, de changement de fréquence et de démodulation.

Le démodulateur extrait l'information de la porteuse et restitue le signal en bande de base. Chaque échantillon est converti en données binaires à partir d'un circuit de décision. Le décodeur de canal exploite la redondance introduite par le codeur de canal pour détecter et puis corriger (si possible) les erreurs de transmission. Le décodeur de source reçoit une séquence de données provenant du décodeur de canal. En connaissant le traitement réalisé par le codeur de source, il reconstitue le message original. En présence possible d'erreurs en sortie du décodeur de canal, le message décodé n'est pas exactement identique au message délivré par la source.

I.3- 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. Les phénomènes se produisant dans le canal de propagation sont communément répartis en phénomènes de deux sortes : les phénomènes à grande échelle et les phénomènes à petite échelle.

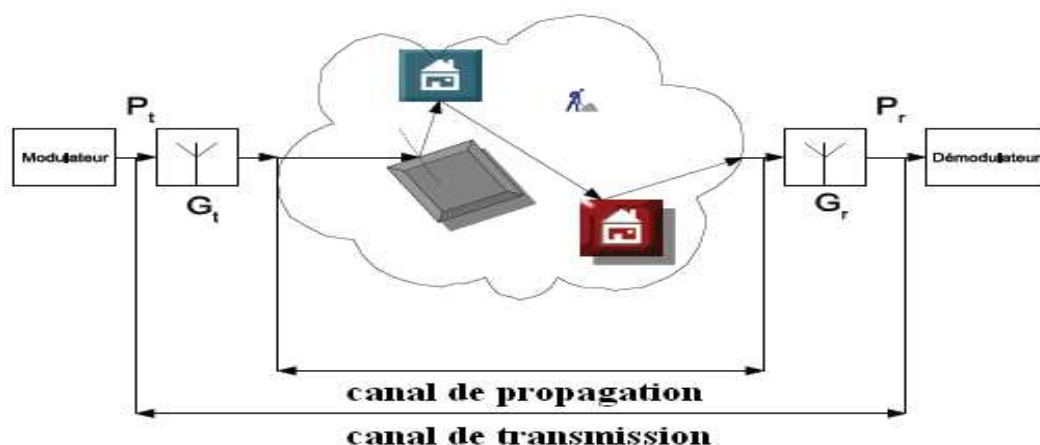


Figure I.2 : Représentation du canal radiomobile. Distinction entre canal de propagation et canal de transmission.

I.4- 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.

I.4.1- Les phénomènes à grande échelle

Cette classe comprend deux effets : l'affaiblissement en distance et les effets de masquage [48]. 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 transmis 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.

I.4.2- 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 [45]. 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 arrêtes vives. D'après le principe de **HUYGHENS** chaque point de l'arrête 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.

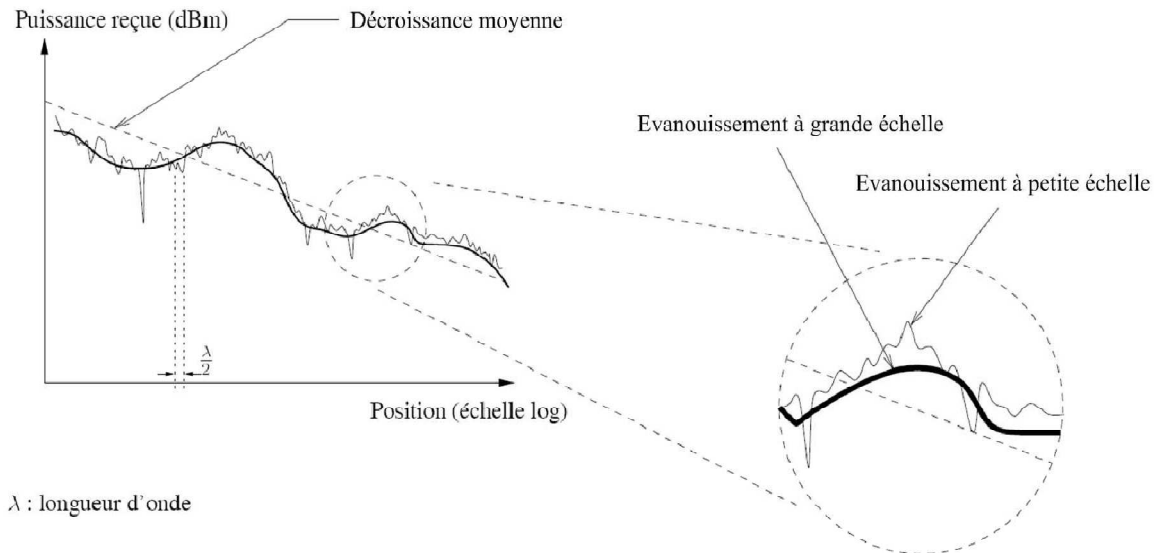


Figure I.3 : Fluctuations à petite et à grande échelle de la réponse du canal.

I.4.3- 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. Il peut être de deux origines :

- Externe au système : c'est le cas des perturbations électromagnétiques. Il est toujours possible de minimiser leur effet par des blindages appropriés ou des filtrages appropriés.
- Interne au système : Ce bruit est généré par les composants eux-mêmes. Il ne peut être éliminé.

I.5- Canaux à évanouissements

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 [45].

- **Etalement temporel**

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 cohérence du canal, notée B_c , correspond à la gamme de fréquence sur laquelle 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 : $B_c = \frac{1}{T_m}$, notons B_s la largeur de bande du signal transmis.

- **Effet Doppler**

La variation du canal de propagation est liée aux mouvements des différents éléments du milieu de propagation : mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur. Les variations du canal sont proportionnelles à la vitesse de déplacement de l'objet avec lequel l'onde interagit ainsi qu'à la fréquence porteuse. Ce phénomène s'appelle l'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 lequel les distorsions temporelles du canal restent négligeables. Traditionnellement, T_c est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel : $T_c = \frac{1}{B_m}$. On note T_s la période symbole.

- **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 symbole¹. Un canal est dit à évanouissement lent si le temps de cohérence du canal est beaucoup plus grand que la durée symbole.

I.6- Sélectivité d'un canal de communication

La notion de sélectivité [50] 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.6.1- 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 [22] 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 $s(t)$ séparées de la bande de cohérence subissent des atténuations différentes, en effet, le récepteur distingue plusieurs trajets multiples. Une sélectivité en fréquence ne fait que traduire une diminution du rapport signal sur bruit.

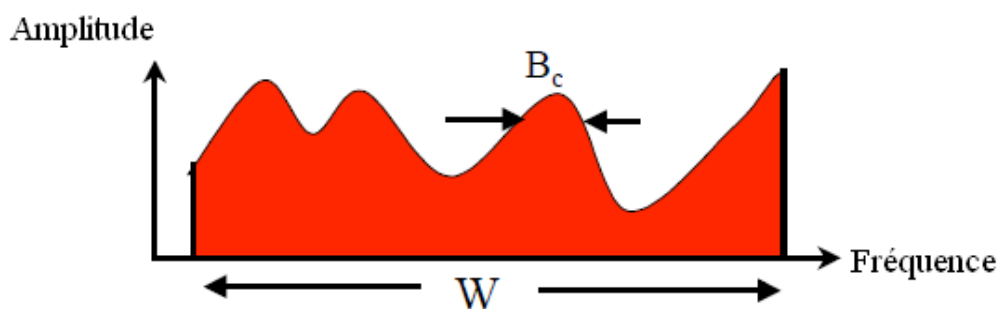


Figure I.4 : un canal sélectif en fréquence.

I.6.2- Canal sélectif en temps

On désigne par canal sélectif en temps, un canal avec évanouissements à haute corrélation due à des temps rapprochés et sans corrélation avec espace temporel suffisant. Ce type d'évanouissement causera des interférences entre les symboles envoyés et ainsi, une dégradation de la probabilité d'erreur. Nous parlons d'un canal sélectif en temps si la durée T_s de transmission d'un symbole est plus grande que T_c .

I.6.3- 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.6.4- 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.

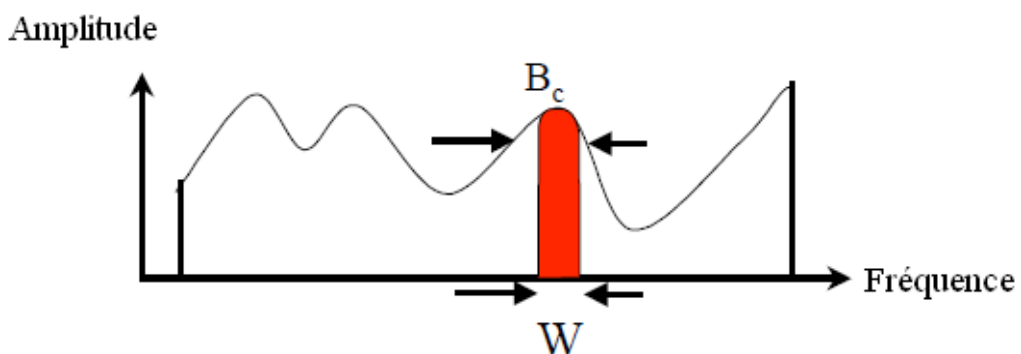


Figure I.5 : Comparaison montrant un canal non sélectif.

La **Figure I.6** résume les différents types de sélectivité du canal que nous venons de présenter.

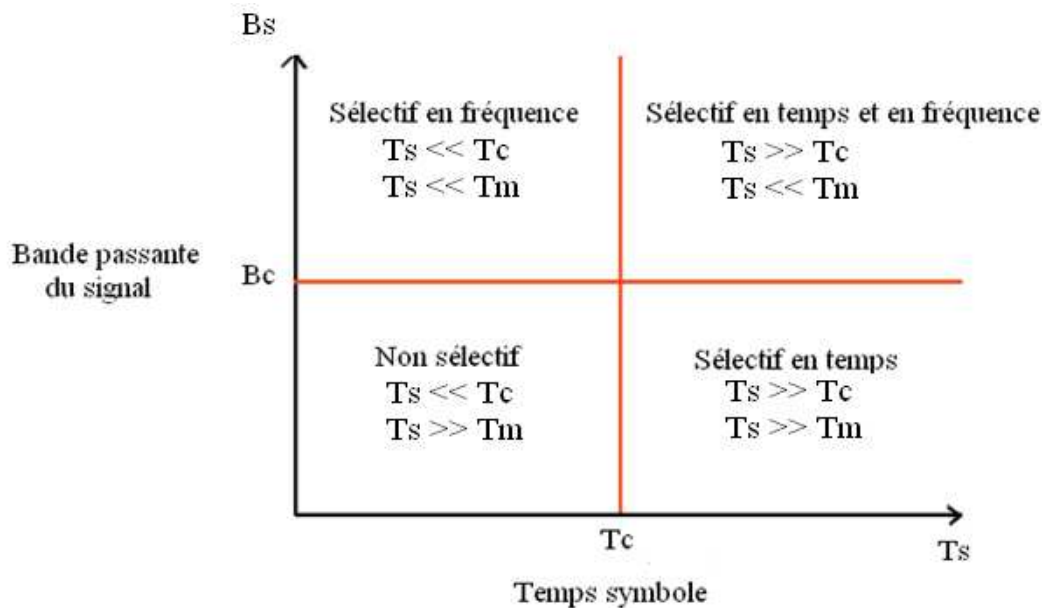


Figure I.6 : Tableau récapitulatif des différentes sélectivités.

I.7- Modélisation du canal de propagation

La modélisation du canal [11] est un domaine très vaste ; beaucoup de méthodes existent pour représenter avec plus ou moins de finesse l'environnement de propagation.

Certaines utilisent une description géographique et des méthodes géométriques pour modéliser finement la propagation des ondes (*méthodes déterministes*). 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.7.1- 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 probabilité $p_X(x)$ 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, monolatérale constante N_0 (W/Hz). Le bruit est alors entièrement défini statistiquement par sa moyenne μ_b nulle et sa variance σ_b^2 .

$$p_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} \cdot \exp\left[-\frac{(x-\mu_b)^2}{2\sigma_b^2}\right] \quad (\text{I.2})$$

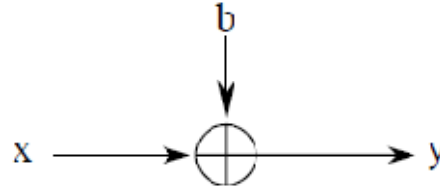


Figure I.7 : Représentation d'un canal à BBAG.

Le signal reçu s'écrit alors sous la forme suivante où b représente le BBAG.

$$y(t) = x(t) + b(t) \quad (\text{I.3})$$

Le rapport signal sur bruit est le rapport entre la puissance moyenne du signal $y(t)$ et la puissance moyenne du bruit $b(t)$. Ce rapport caractérise la performance du récepteur. Plus, il est grand, moins le bruit perturbe le signal.

I.7.2- Le modèle de Rayleigh

Le modèle de Rayleigh est utilisé dans la simulation de systèmes de type indoor car il tient compte des trajets multiples et permet donc de modéliser les phénomènes à petite échelle vus en section I.4.2. Le modèle de Rayleigh représente les trajets multiples comme un unique coefficient complexe (une atténuation et un déphasage), variant dans le temps. Pour ce faire, on construit la V.A. complexe représentant le coefficient complexe du canal $h = X + j.Y$, avec X et Y deux V.A. gaussiennes indépendantes $\sim N(0, \sigma^2)$. L'atténuation du canal $\beta = |h|$ est alors représentée comme une V.A. suivant une loi de Rayleigh définie par sa densité de probabilité $p_B(\beta)$ de paramètre σ :

$$p_B(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \cdot \exp\left[-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right], \quad \forall \beta \geq 0. \quad (\text{I.4})$$

Le canal de Rayleigh est généralement implémenté en choisissant X et $Y \sim N(0, \frac{1}{2})$, de sorte que $E\{\beta^2\} = 1$. Ce choix permet de considérer les phénomènes à petites échelle, mais pas ceux à grande échelle.

I.8- Notions de diversité

La diversité [7] 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 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. La diversité se révèle donc être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre canaux de transmission et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radio.

L'implémentation de la diversité d'antenne consiste deux ou plusieurs antennes et un circuit pour combiner les signaux dans une liaison optimale.

L'objectif de la diversité est de fournir un système de communication avec deux liaisons ou plus d'émetteur au récepteur à travers le canal radio de sorte que le phénomène d'évanouissement de ces liaisons soit le plus possible non-corrélé.

La performance de la diversité d'antenne émettrice réceptrice [41] est meilleure qu'un émetteur récepteur standard avec une simple antenne, cette amélioration ne peut pas facilement et économiquement être obtenue par d'autres techniques. La diversité d'antenne est donc un principe important qui peut être mis en application comme dans les téléphones portables et les réseaux sans fils.

Pour obtenir une bonne diversité, les critères suivants doivent être respectés : il faut qu'il y ait une faible corrélation des signaux reçus sur chaque antenne et que la puissance moyenne sur chaque antenne soit la même. Si la corrélation est élevée, les évanouissements risquent d'arriver au même moment. De plus, même si les antennes ont une faible corrélation mais que les puissances moyennes reçues sur les antennes sont différentes, alors l'antenne ayant reçue la puissance moyenne la plus faible ne sera pas utile car elle ne participe pas efficacement à l'amélioration globale. Il existe plusieurs techniques de diversité :

I.8.1- Diversité temporelle

La diversité temporelle est utilisée pour combattre les évanouissements sélectifs en temps et consiste à émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions redondantes) dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c (**Figure 1.8**).

Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelaceur et d'un code correcteur d'erreur ou encore par demande de répétition automatique.

L'implémentation de la diversité temporelle n'est pas très populaire, actuellement utilisée seulement dans les systèmes de pagination. Leur principal avantage est qu'aucun

matériel additionnel n'est nécessaire et le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité et la diminution de débit utile.

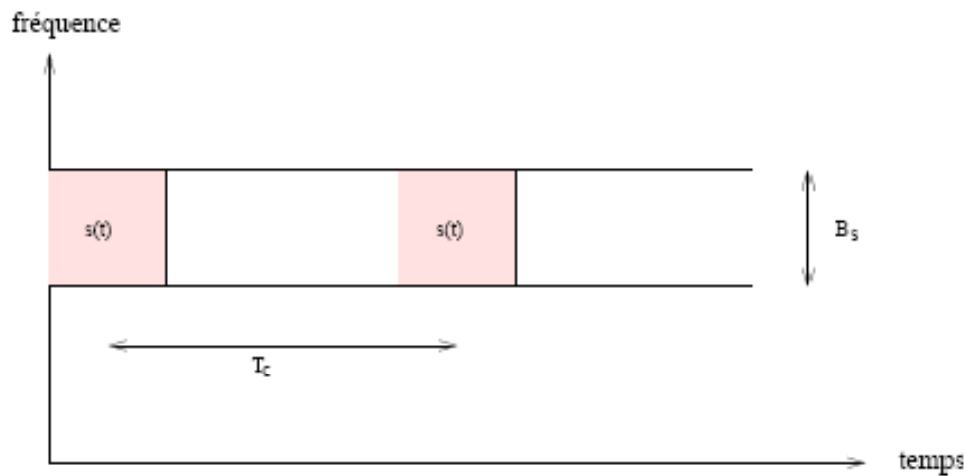


Figure I.8: Transmission sur plusieurs intervalles temporels.

I.8.2- Diversité fréquentielle

Les caractéristiques d'évanouissement d'un canal radio ne sont pas les mêmes pour différentes fréquences porteuses. La transmission de l'information utilisant différentes fréquences porteuses peut avoir comme conséquence des signaux non-corrélés. Cette implémentation de diversité est appelée la diversité fréquentielle, elle revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c (**Figure I.9**).

Les systèmes de communication basés sur ces techniques sont plus robustes contre les évanouissements sélectifs en fréquence et les interférences de transmission.

Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une technique pour réaliser la diversité fréquentielle. Ces techniques utilisent une séquence pseudo-aléatoire pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux perturbations et une grande discrétion de transmission.

Dans la plupart des implémentations ; le signal n'est pas simultanément transmis sur plusieurs fréquences porteuses mais seulement sur celle qui aura comme conséquence la bonne transmission. Cette forme de diversité est employée dans les systèmes de communications modernes multi-porteuses, comme le GSM.

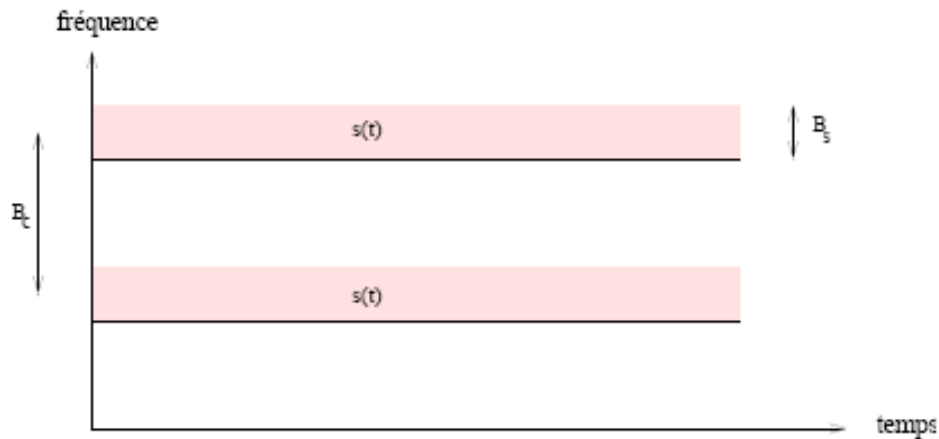


Figure I.9 : Transmission sur plusieurs intervalles fréquentiels.

I.8.3- Diversité de polarisation

Le troisième type de combinaison de diversité qui peut être employé pour augmenter les performances d'un système WLAN est la polarisation.

Nous parlons de la diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes.

Cette implémentation est relativement simple pour mettre en application.

Contrairement à la diversité spatiale, il n'y a pas de contrainte sur l'écartement relatif des antennes et une diversité d'ordre 2 peut ainsi être facilement obtenue en utilisant une paire d'antennes de polarisations orthogonales.

Pour les systèmes de communication mobile, tel que le GSM, les signaux transmis sont dispersés et reflétés par beaucoup d'objets. Ces systèmes de diversité de polarisation semblent avoir des performances proches de celles de la diversité spatiale. Leur inconvénient est le volume accru pour contenir les antennes.

Une implémentation de la diversité de polarisation est montrée sur la **Figure I.10**.

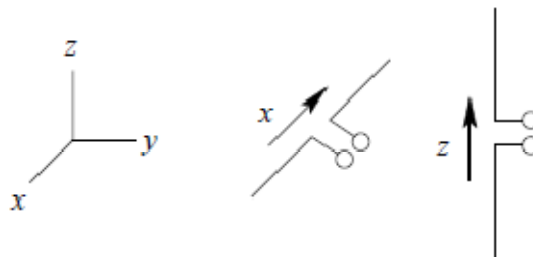


Figure I.10 : Diversité de polarisation illustrée par deux dipôles, un dans la direction « x » et l'autre dans la direction « z ».

I.8.4- Diversité spatiale

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la diversité spatiale ou la diversité d'antenne. Elle consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes, séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence, qui correspond à la séparation minimale des antennes garantissant des évanouissements indépendants et dépend donc de l'angle de départ et/ou d'arrivée des multi-trajets. Cette distance de cohérence peut varier très largement selon le type et l'emplacement de l'antenne considérée. Des mesures empiriques ont montré une forte corrélation entre la hauteur de l'antenne d'une station de base et la distance de cohérence. De grandes antennes imposent ainsi une grande distance de cohérence. Du côté du mobile, en revanche, généralement plus bas en altitude et donc à de nombreux échos, la distance de cohérence reste raisonnable.

D'une manière générale, une séparation de 0.4λ à 0.6λ semble adéquate pour le mobile, alors que pour une station de base, elle peut atteindre plus de 10λ . Un inconvénient de diversité d'espace est le volume accru requis pour contenir les antennes multiples.

La diversité spatiale en réception, c'est-à-dire l'emploi d'antennes multiples du côté du récepteur uniquement est un sujet déjà bien présent dans la littérature. L'observation issue de capteurs étant par ailleurs un mélange de signaux inconnus, la multiplicité des antennes réceptrices permet aussi la séparation de sources. En revanche, la diversité d'émission est un domaine de recherche en plein évolution depuis quelques années.

L'idée de base est d'envoyer l'information après un traitement spécifique à chaque antenne afin que le récepteur puisse combiner ces signaux pour obtenir de la diversité.

Le premier système utilisant la diversité d'émission fut proposé par **WITTNEBEN** en 1991 [7], puis amélioré en 1993. La diversité d'émission est en fait une diversité de modulation, les symboles subissant un préfiltrage à réponse impulsionnelle finie (RIF) orthogonal introduisant de l'IES, avant leurs émissions sur les antennes. Le récepteur est alors confronté à un canal équivalent sélectif en fréquence avec des évanouissements indépendants.

Cette idée fut reprise dans sous le nom de diversité de retard et est l'expression la plus simple des récents codes espace-temps. La tendance actuelle est d'associer plusieurs antennes à la fois à l'émission et la réception, formant ainsi des systèmes multi-antennaires plus connus sous le nom de MIMO et qui permettent d'atteindre de hauts degrés de diversité.

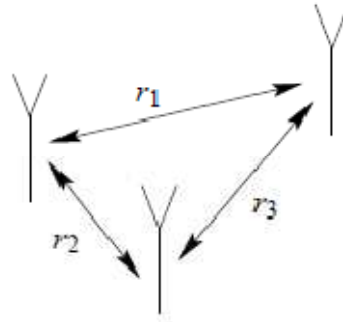


Figure I.11 : La diversité spatiale illustrée par trois antennes (identiques) séparée par les distances r_1 , r_2 et r_3 .

I.8.5- Diversité angulaire

C'est une technique reliée à la diversité spatiale, elle est utilisée par les réseaux internet sans fils pour accroître la capacité en débit. Elle implique que lorsque les faisceaux émis par les antennes sont suffisamment séparés angulairement, il est possible que le niveau de corrélation soit assez bas pour profiter de niveau de diversité.

En utilisant une antenne directrice ; une des ondes reflétées peut être sélectionnée et les autres peuvent être supprimées. Une utile implémentation de diversité angulaire est établie si plus d'une antenne directrice est utilisée, illustrée sur la **Figure I.12**.



Figure I.12 : La diversité angulaire illustrée par trois antennes cornées directionnelles, les lignes pointillées indiquent des modèles de directivité.

L'avantage significatif d'employer la diversité angulaire est la réduction de temps de retard de propagation due à la diminution des ondes reflétées reçues. C'est une caractéristique importante, particulièrement dans les environnements avec un taux élevé de retard de propagation. L'inconvénient des antennes directrices est qu'elles doivent être grandes en termes de longueurs d'onde.

I.8.6- Diversité de parcours

Cette technique implicite est utilisable lorsque la largeur de bande du signal est plus grande que la largeur de bande de cohérente du canal. C'est la technique derrière les multiparcours, où le récepteur profite de la présence de plusieurs versions du signal pour obtenir un gain en diversité.

I.8.7- Diversité spatio-temporelle

La diversité spatio-temporelle est un exemple de combinaison de techniques de diversité. En effet, cette technique envoie deux versions de signal différé dans le temps via deux antennes transmetteurs.

I.8.8- Diversité transformée

Cette technique est utilisée lorsque le canal n'est pas connu par le transmetteur, le problème est alors renvoyé au processus de combinaison qui devrait avoir connaissance du canal. Dans ce type, la diversité spatiale est transformée par d'autres formes de diversité utilisables par le récepteur.

I.9-Techniques de combinaison de diversité

Grâce à différentes techniques, nous pouvons combiner les signaux pour obtenir un signal sans évanouissements [1]. La **Figure I.13** montre de façon générale la combinaison des signaux reçus par un système. Le signal combiné de sortie $y(t)$ est représenté par :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N W_n^* \cdot U_n(t) \quad (\text{I.5})$$

Avec

$$U_n(t) = V_n(t) \cdot s(t) + b_n(t) \quad (\text{I.6})$$

Où N est le nombre d'antennes (ou branches) réceptrices dans le système, W_n^* est le conjugué du coefficient de pondération, $U_n(t)$ est le signal plus le bruit à la réception, $V_n(t)$ est la réponse du canal, $s(t)$ est le signal transmis, $b_n(t)$ est le bruit à la nième branche du système. En forme matricielle (en gras) nous obtenons :

$$y(t) = \mathbf{W}^H \cdot \mathbf{U}(t) \quad (\text{I.7})$$

$$\mathbf{U}(t) = \mathbf{V}(t) \cdot s(t) + \mathbf{b}(t) \quad (\text{I.8})$$

Où

$$\mathbf{W} = [W_1 \quad W_2 \quad \dots \quad W_N]^T \quad (\text{I.9})$$

$$V(t) = [V_1(t) \quad V_2(t) \quad \dots \quad V_N(t)]^T \quad (\text{I.10})$$

$$b(t) = [b_1(t) \quad b_2(t) \quad \dots \quad b_N(t)]^T \quad (\text{I.11})$$

H : la transposée conjuguée d'une matrice.

T : la transposée d'une matrice.

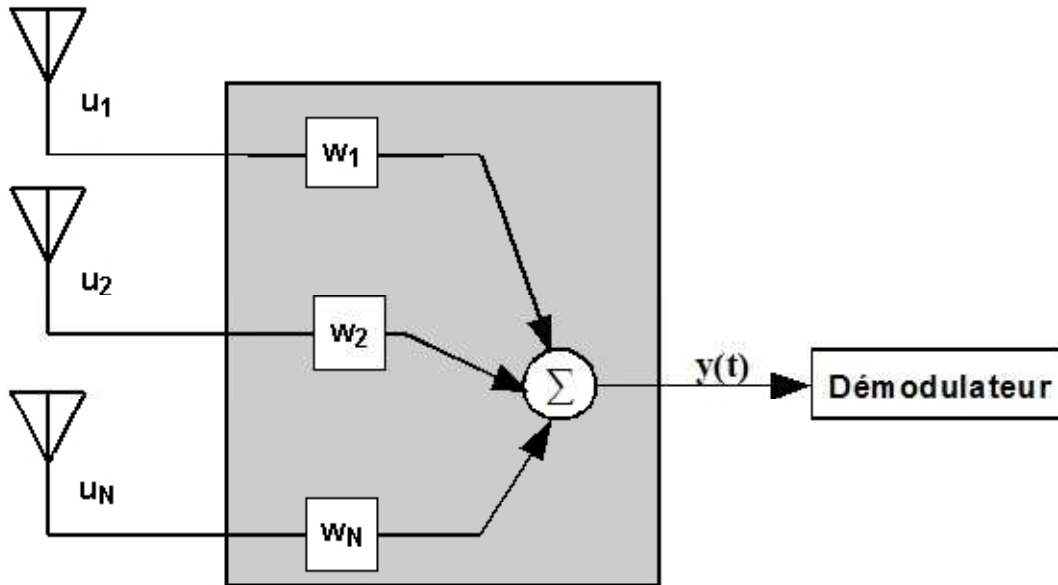


Figure I.13: Combinaison générale de signaux reçus sur un système multi-antennes.

Plusieurs techniques de combinaisons sont connues, nous présentons ici les quatre types de techniques de combinaison utilisées.

I.9.1- Combinaison par commutation

La technique de combinaison par commutation ne nécessite qu'un seul récepteur radio entre les N branches (**Figure I.14**), alors que les autres techniques utilisent N récepteurs radio (un pour chaque branche) pour contrôler les signaux instantanés. A chaque instant, une branche ayant un signal supérieur au seuil fixé est sélectionnée. Mais dès que le signal est inférieur au seuil, alors il y a commutation sur une autre branche. Ce seuil dépend du domaine d'utilisation de la diversité et peut être fixé par les fabricants. Due à la taille limitée du terminal mobile, la technique de combinaison par commutation est la technique qui est actuellement implémentée dans la plupart des terminaux utilisant la diversité d'antennes. Les performances que cette technique peut fournir sont similaires à celles de la technique de combinaison par sélection (SC).

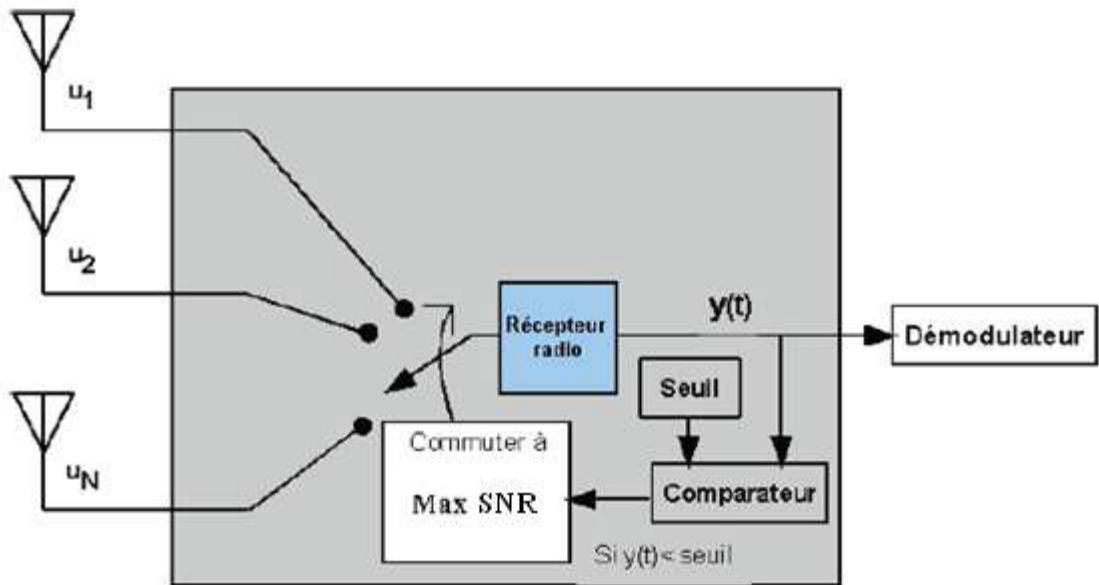


Figure I.14 : Combinaison par commutation.

I.9.2- Combinaison par sélection

C'est la technique la plus simple et probablement la plus utilisée, elle consiste à choisir simplement le signal ayant SNR le plus élevé. Cependant le problème est qu'il est possible d'obtenir le signal ayant le plus d'interférences, car nous pouvons obtenir un signal à la réception avec un SNR le plus élevé, mais il est difficile de connaître la part des interférences dans le SNR.

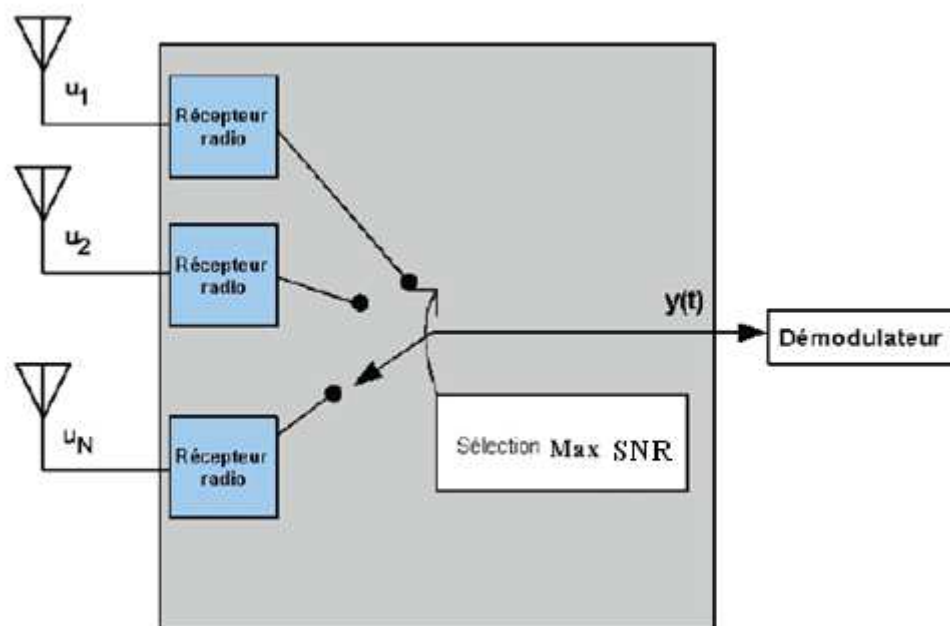


Figure I.15 : Combinaison par sélection (SC).

I.9.3- Combinaison par gain égal (EGC)

Les deux techniques précédentes n'utilisent le signal que d'une branche à chaque instant comme signal de sortie. Pour améliorer la puissance moyenne du signal de sortie, les signaux de toutes les branches peuvent être combinés pour former le signal de sortie.

Cependant, les signaux de toutes les branches ne sont pas en phase. Chaque signal doit donc être multiplié par un co-phaseur pour que les signaux ne soient plus déphasés (**Figure I.16**).

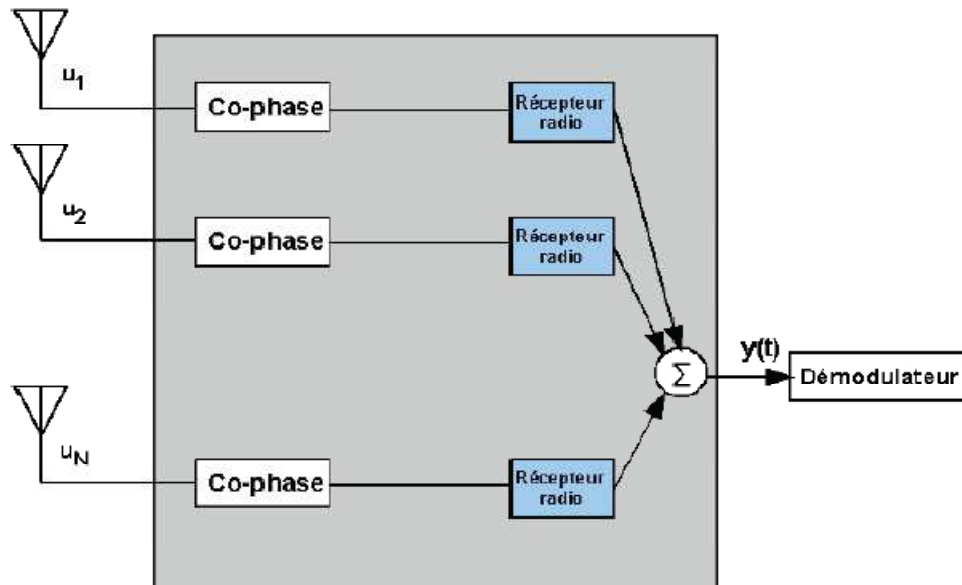


Figure I.16: Combinaison par gain égal (EGC).

I.9.4- Combinaison par rapport maximal (MRC)

L'inconvénient majeur de la technique par EGC est que si l'une des branches a un signal très faible, cela peut entraîner une réduction du signal combiné à la sortie. Pour empêcher ce phénomène, dans la technique MRC, un coefficient de pondération W_i est appliqué sur chaque branche avant que tous les signaux ne soient combinés (**Figure I.17**).

Ainsi pour maximiser le signal à la sortie du combineur, une branche avec un SNR élevé, donnera un coefficient de pondération élevé ce qui permettra de choisir les signaux à combiner.

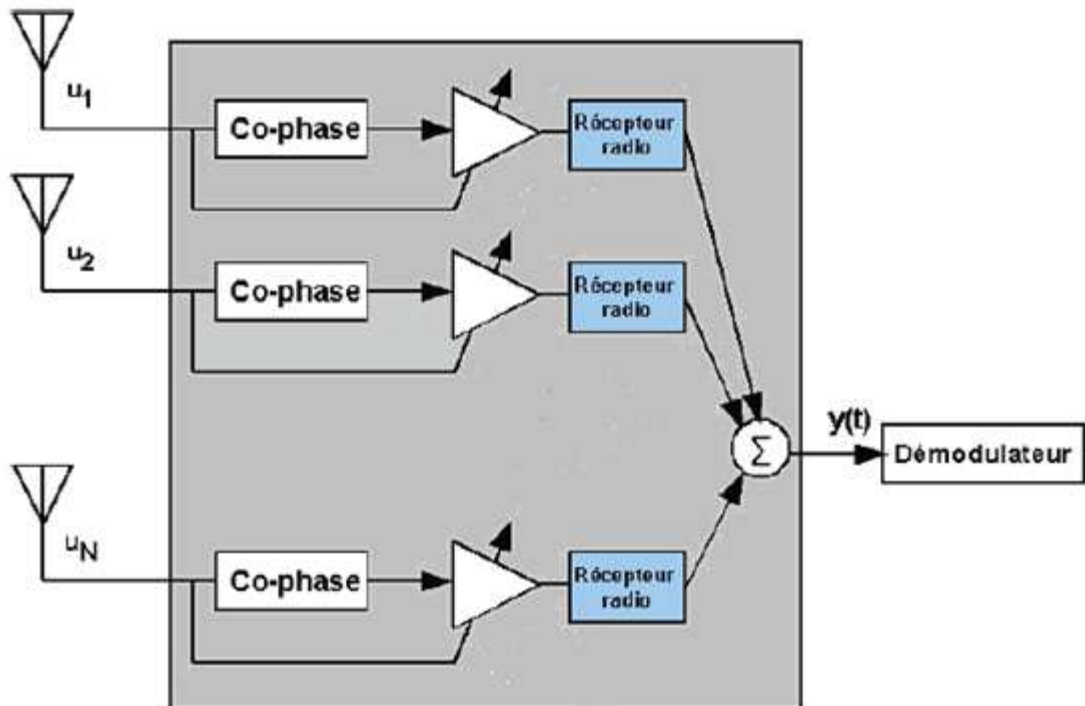


Figure I.17 : Combinaison par rapport maximal (MRC).

I.10- 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, ainsi qu'aux techniques de combinaison.

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.

Antennes intelligentes dans les systèmes des communications mobiles

II.1- Introduction

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

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

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

Il existe deux types de système d'antennes intelligentes, le système à faisceaux commutés où répartiteurs de faisceaux et le système adaptatif. Le principal bénéfice d'un tel système est l'augmentation de la capacité utilisatrice du **système cellulaire**. En effet, la possibilité **d'orienter le faisceau** d'une antenne, sans avoir recours à un quelconque mécanisme de rotation [10], ajouté à la possibilité d'obtenir un où plusieurs faisceaux ayant un **gain** important et une **ouverture à mi-puissance** étroite, permet d'effectuer une **vaste couverture** et de suivre les déplacements d'un utilisateur à l'intérieur d'une même cellule.

Les systèmes d'antennes à commutation faisceaux divisent l'espace angulaire en secteurs chacun contenant un diagramme de rayonnement prédéterminé. Lorsque l'utilisateur entre dans la zone de couverture du système et qu'il est détecté, l'antenne détermine dans quel secteur se situe l'utilisateur et commute sur le faisceau correspondant. Les systèmes d'antennes adaptatives représentent les systèmes les plus avancés des systèmes d'antennes

intelligentes. De même que pour le système à commutation faisceaux, l'antenne adaptative adapte son diagramme de rayonnement en fonction de la position des utilisateurs et des signaux parasites mais le système n'utilise pas de diagramme de rayonnement préétabli.

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- Antennes réseaux

Un réseau d'antennes est un système constitué d'antennes élémentaires, réparties dans l'espace, dont les sorties sont pondérées en amplitude et /ou en phase avant d'être sommées entre elles. Ces opérations sont effectuées par une unité de traitement. Selon l'application visée, les pondérations peuvent être figées ou remises à jour continuellement ou périodiquement.

II.2.1-Principe

Les antennes réseaux sont constituées par un ensemble de sources élémentaires alimentées par des voies séparées. Ces sources sont souvent des cornets ou des fentes rayonnantes ou des éléments imprimés ou même des dipôles. Un dispositif d'alimentation, appelé « *réseau d'alimentation des sources* » et en anglais « *Beamforming network* » permet de commander les amplitudes et les phases relatives de ces sources (**Figure II.1**)

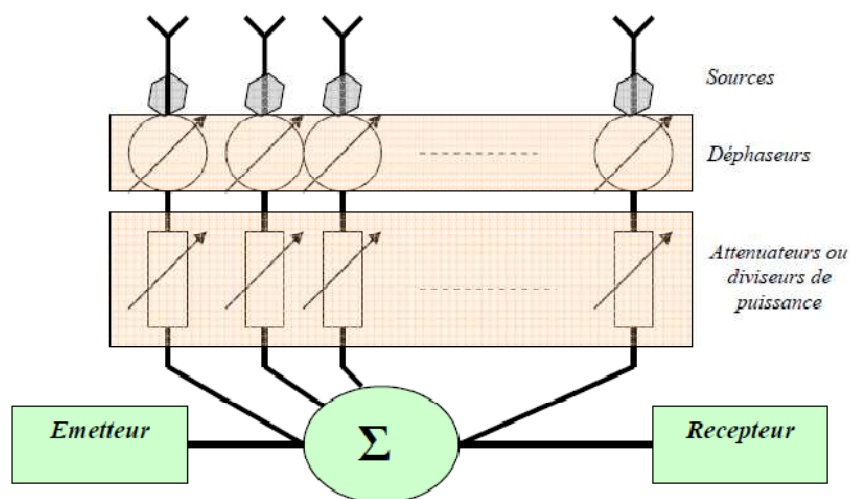


Figure II.1 : Schéma de principe d'une antenne réseau.

Grâce à cette commande des sources en amplitude et /ou en phase, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue dans les directions désirées. Il sera notamment possible de les conformer localement, par exemple par la création de **plusieurs lobes simultanément** où par la création d'un lobe dans la direction du signal incident et un zéro dans la direction d'une interférence (*antennes adaptatives*) ou globalement en modelant leur enveloppe (*antennes à faisceaux conformés*). La détermination de ces coefficients (*amplitude et/ou phase*) nécessite l'utilisation d'un outil numérique de contrôle et de traitement.

Les signaux incidents sur le réseau sont de natures diverses. Nous distinguerons trois types de sources :

- La source utile $s_0(t)$ que l'on souhaite isoler ;
- Les interférents $s_i(t)$, $i = 1, \dots, k$, qui peuvent être directifs et possèdent une signature spatiale ou être diffus. Les interférents seront les autres utilisateurs du réseau et/ou les trajets multiples de la source d'intérêt ;
- Le bruit additif (thermique et environnant) $n(t)$, qui ne présente pas de direction d'incidence particulière.

Les antennes réseaux sont actuellement en plein développement et trouvent des applications dans les techniques spatiales pour assurer une couverture terrestre ponctuelle ou partielle à partir d'un satellite géostationnaire, ainsi que dans le domaine militaire pour la réjection de brouilleurs et dans les radars à balayage électronique [16].

Il y a plusieurs facteurs qui contribuent à la formation du diagramme global de rayonnement de l'antenne réseau :

- Configuration géométrique du réseau (*linéaire, circulaire, planaire, volumique*) ;
- Espacement entre les sources ;
- Amplitude d'excitation pour chaque élément ;
- Phase d'excitation pour chaque élément ;
- Diagramme de rayonnement de la source ;
- Polarisation de chaque élément.

II.2.2- Cas d'un 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 II.2** 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 $\Delta\varphi$.

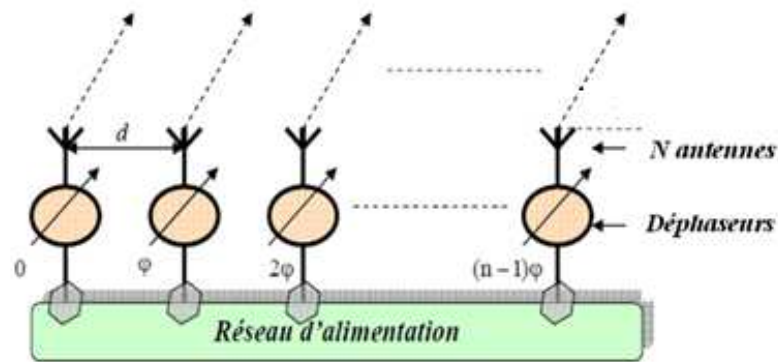


Figure II.2 : Schéma représentatif d'un réseau linéaire.

Pour un point situé dans la zone de rayonnement lointain, toutes les directions d'observation sont parallèles.

Le champ total en module s'écrit alors :

$$|E_t| = \frac{E_0 \cdot I_0}{r} \cdot \frac{\sin\left(\frac{N \cdot \psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad \text{avec } \psi = k \cdot d \cdot \cos\theta + \Delta\varphi \quad (\text{II.1})$$

k : vecteur d'onde; $k = 2 \cdot \pi / \lambda$.

Facteur réseau :

$$AF = \frac{1}{N} \cdot \frac{\sin\left(\frac{N \cdot \psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (\text{II.2})$$

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 :

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

II.2.3- Paramètres caractéristiques du diagramme de rayonnement

Les antennes réseaux peuvent avoir différentes géométries: réseaux linéaires, réseaux planaires et réseaux circulaires,... . Le champ total rayonné par le réseau est déterminé par l'addition des vecteurs champs rayonnés par les différents éléments. Si on veut rendre un modèle très directif, il est essentiel que les champs interfèrent de manière constructive dans les directions exigées et interfèrent nuisiblement dans l'espace restant.

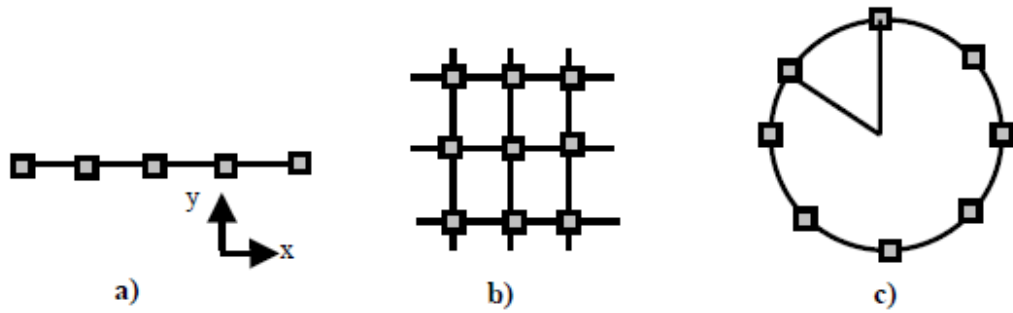


Figure II.3 : Différentes configurations géométriques des réseaux, linéaire (a), planaire (b) et circulaire (c).

Le groupement en réseau le plus simple est obtenu avec des sources identiques qui se déduisent les unes des autres par translation pour former des réseaux linéaires et plans.

a. Réseau Linéaire

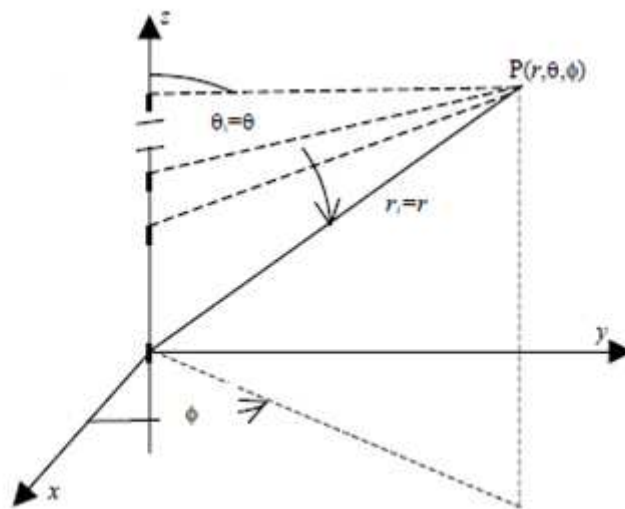


Figure II.4 : Réseau linéaire.

Pour le réseau linéaire, on cherche à conformer le diagramme de rayonnement seulement dans le plan contenant les sources.

Supposons un réseau de N éléments ; les éléments d'excitations sont : I_0, I_1, \dots, I_N avec $I_i = |I_i| \cdot e^{j\alpha_i}$.

Si les positions des éléments sont respectivement : $0, d, 2.d, \dots, (N - 1).d$.

Le AF est la sommation de ces termes :

$$AF = I_0 + I_1 \cdot e^{jk.d.\cos\theta} + \dots + I_{N-1} \cdot e^{jk.(N-1).d.\cos\theta} \quad (\text{II.4})$$

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} I_n \cdot e^{jk.n.d.\cos\theta} \quad (\text{II.5})$$

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} |I_n| \cdot e^{j(k.n.d.\cos\theta + \alpha_n)} \quad (\text{II.6})$$

$$k : \text{Vecteur d'onde, } k = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda}.$$

Le AF pour un réseau linéaire uniforme équidistant et avec une progression linéaire de phase : $I_0 = 1, I_1 = e^{j\alpha}, I_2 = e^{j2\alpha}, \dots, I_n = e^{jn\alpha}$

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn.(k.d.\cos\theta + \alpha)} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} = \frac{1 - e^{jN.\psi}}{1 - e^{j\psi}} \quad (\text{II.7})$$

$$AF = \frac{\sin(N.\psi/2)}{N.\sin(\psi/2)} \quad (\text{II.8})$$

Souvent, on préfère tracer le diagramme de rayonnement du réseau en décibels : le diagramme de rayonnement correspond à la puissance envoyée, mesurée en décibel. On trace donc :

$$AF_{dB} = 10 \cdot \log(AF) \quad (\text{II.9})$$

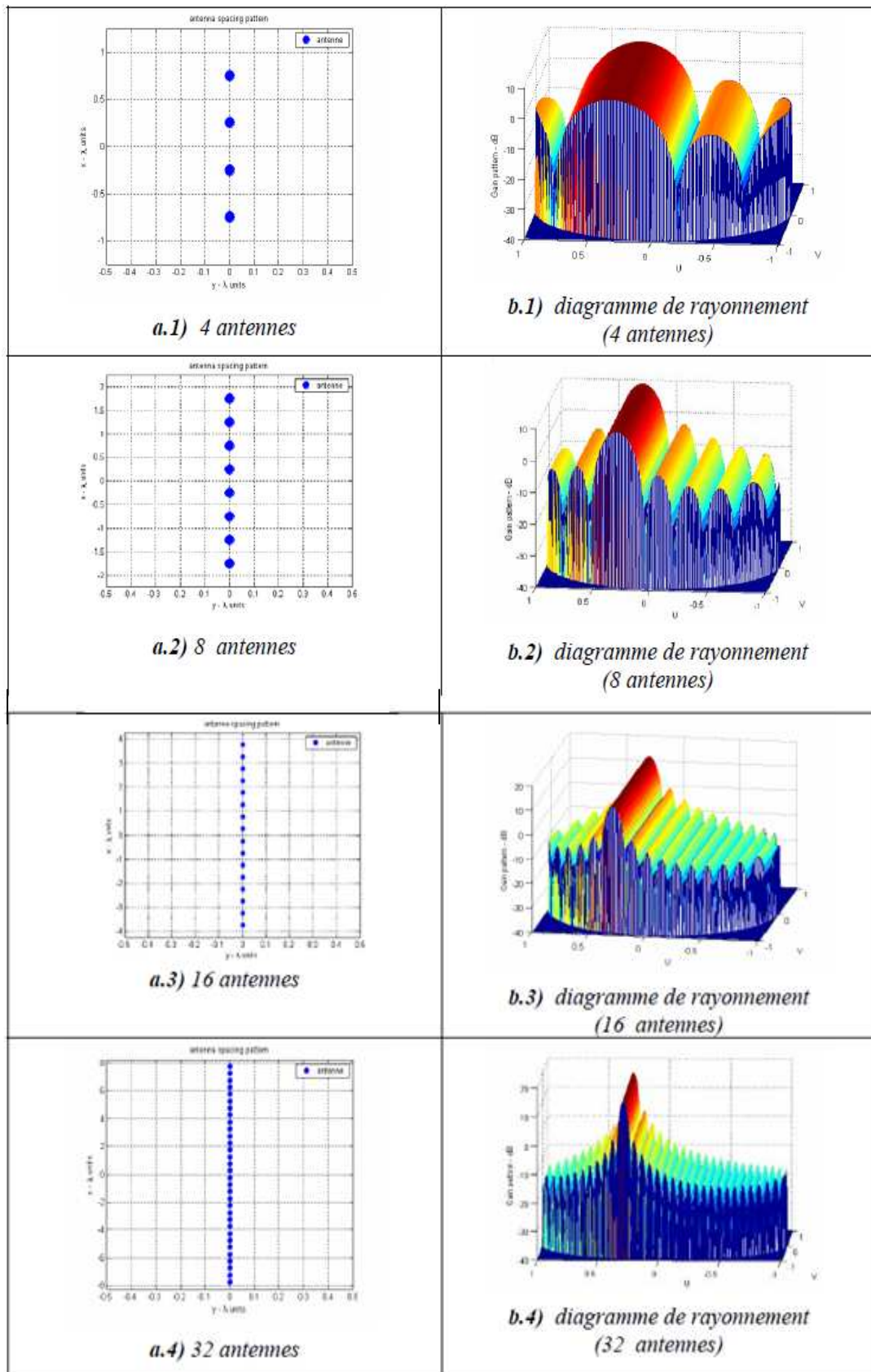


Figure II.5 : Diagrammes de rayonnement de réseau linéaire.

En effet, l'énergie est distribuée entre les diverses sources rayonnantes selon une loi donnée.

La **Figures II.5 : b.1, b.2, b.3 et b.4** présente les variations de la puissance (*diagrammes de rayonnement*) que rayonne le réseau linéaire en fonction du nombre d'antennes (4, 8, 16 et 32 avec $d = \frac{\lambda}{2}$) dans les différentes directions de l'espace [56]. Comme le prévoyait, avec l'augmentation du nombre d'antennes, les diagrammes de rayonnements seront très directifs.

b. Réseau Planaire

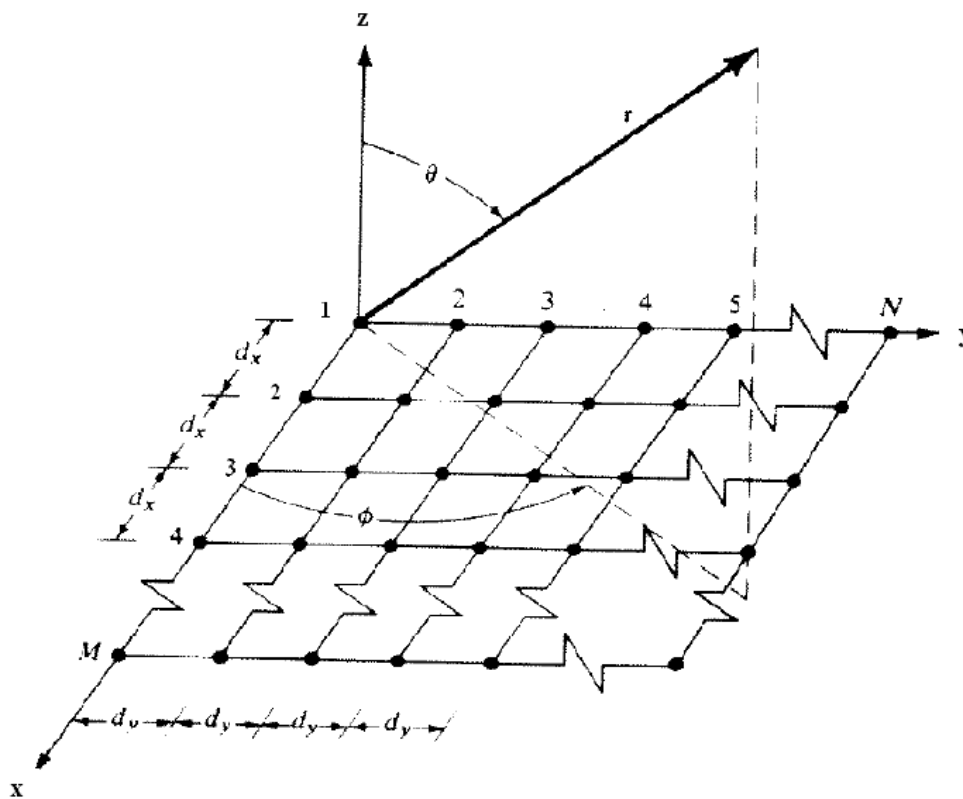


Figure II.6 : Réseau planaire.

Le AF d'un réseau linéaire de M éléments le long de l'axe (Ox) est :

$$S_{xM} = AF_{x1} = \sum_{m=1}^M I_{m1} \cdot e^{j(m-1) \cdot (k \cdot d_x \cdot \sin\theta \cdot \cos\phi + \beta_x)} \quad (\text{II.10})$$

Nous supposons que tous les éléments sont équidistants avec intervalle d_x et un déphasage progressif β_x .

I_{m1} dénote l'amplitude d'excitation d'un élément à un point avec les coordonnées suivantes : $x = (m - 1) \cdot d_x$, $y = 0$.

Si un réseau de N éléments est placé le long de la direction (Oy). Un réseau rectangulaire est formé.

Nous supposons aussi que les éléments sont équidistants avec une distance d_y et un déphasage progressif β_y le long de chaque ligne. Le facteur de réseau d'antennes planaires $M \times N$ peut s'écrire comme suit :

$$AF = \sum_{n=1}^N I_{1n} \cdot \left[\sum_{m=1}^M I_{m1} \cdot e^{j(m-1) \cdot (k \cdot d_x \cdot \sin\theta \cdot \cos\phi + \beta_x)} \right] \cdot e^{j(n-1) \cdot (k \cdot d_y \cdot \sin\theta \cdot \sin\phi + \beta_y)} \quad (\text{II.11})$$

Ou

$$AF = S_{xM} \cdot S_{yN} \quad (\text{II.12})$$

$$\sin\theta \cdot \cos\phi = \cos\gamma_x \quad (\gamma_x \text{ est l'angle entre "r" et l'axe}(0x)).$$

$$\sin\theta \cdot \sin\phi = \cos\gamma_y \quad (\gamma_y \text{ est l'angle entre "r" et l'axe}(0y)).$$

Dans le cas d'un réseau planaire uniforme (rectangulaire), $I_{m1} = I_{1n} = I_0$, tous les éléments auront la même amplitude d'excitation.

$$AF = I_0 \cdot \sum_{m=1}^M e^{j(m-1) \cdot (k \cdot d_x \cdot \sin\theta \cdot \cos\phi + \beta_x)} \times \sum_{n=1}^N e^{j(n-1) \cdot (k \cdot d_y \cdot \sin\theta \cdot \sin\phi + \beta_y)} \quad (\text{II.13})$$

Le facteur réseau normalisé :

$$AF_n(\theta, \phi) = \left[\frac{1}{M} \cdot \frac{\sin\left(M \cdot \frac{\psi_x}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right] \cdot \left[\frac{1}{N} \cdot \frac{\sin\left(N \cdot \frac{\psi_y}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right] \quad (\text{II.14})$$

Avec

$$\psi_x = k \cdot d_x \cdot \sin\theta \cdot \cos\phi + \beta_x$$

$$\psi_y = k \cdot d_y \cdot \sin\theta \cdot \sin\phi + \beta_y$$

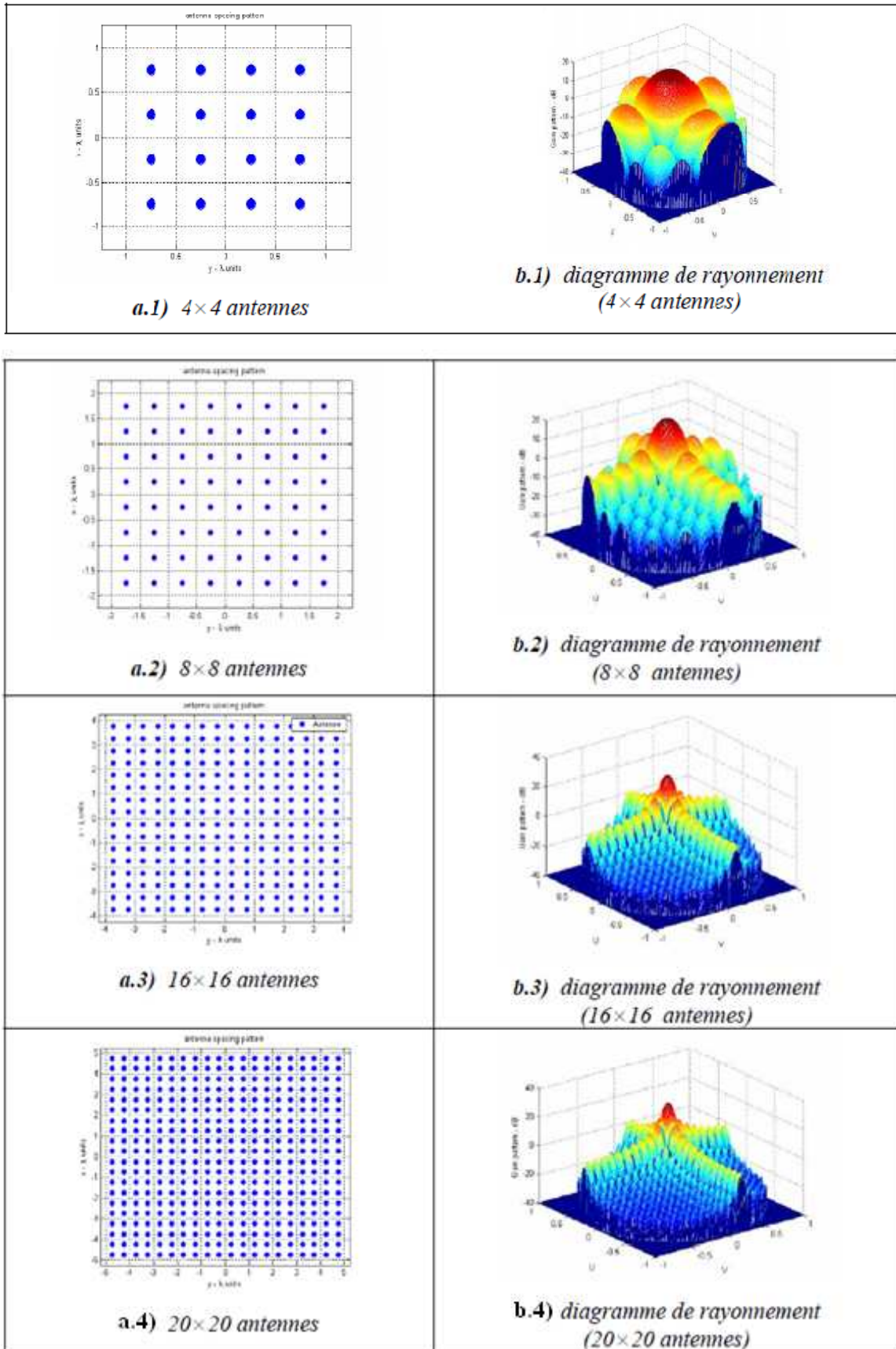


Figure II.7 : Diagrammes de rayonnement de réseau planaire.

Il a été remarqué lors de l'augmentation du nombre des sources (*antennes*), que les diagrammes de rayonnement sont caractérisés par un lobe principal plus directif et des lobes de rayonnement secondaires réduits (**Figure II.7 : b.1, b.2, b.3 et b.4**).

On peut penser, lorsqu'on désire établir une relation directionnelle entre l'émetteur et le récepteur, il faut que la direction de rayonnement maximal coïncide avec cette direction.

Par conséquent, la puissance rayonnée hors de cette direction est perdue ; elle peut même perturber des liaisons situées dans d'autres directions.

Il est donc nécessaire d'affiner le lobe de rayonnement principal par l'augmentation du nombre d'antennes (par exemple : dans le cas du réseau planaire) et réduire au minimum le niveau des lobes de rayonnement secondaires.

c. Réseau Circulaire

Considérons les antennes de même polarisation et qui sont distribuées selon la configuration circulaire suivante.

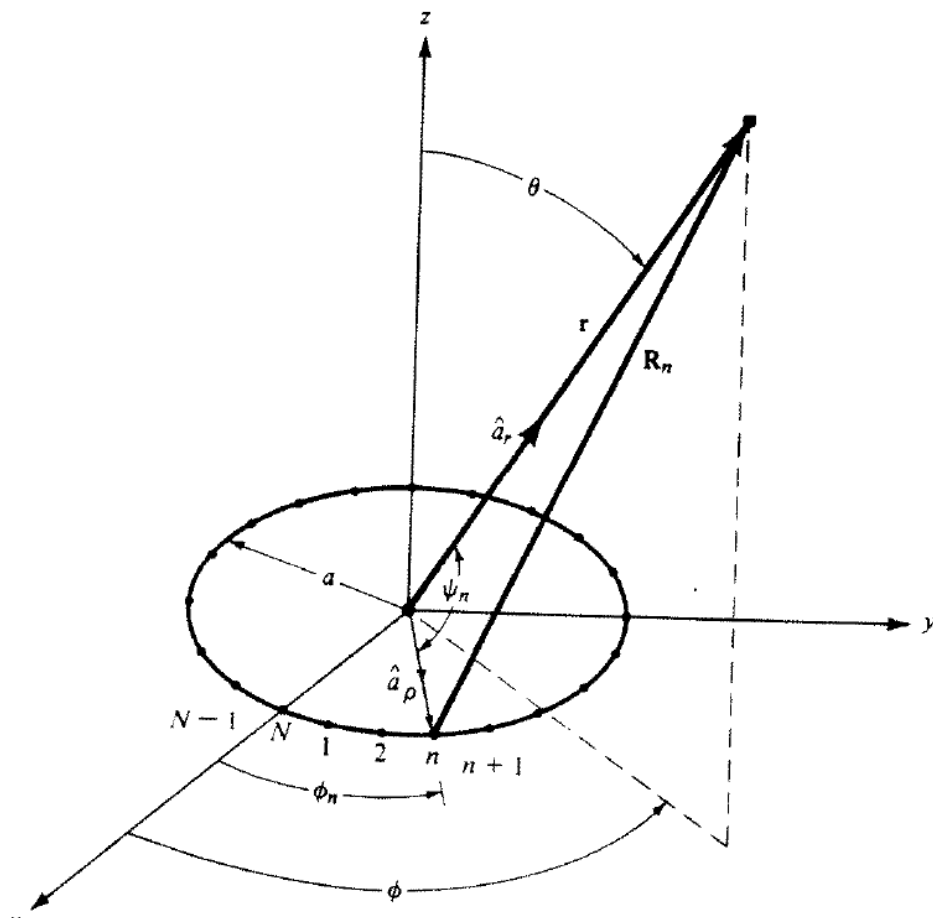


Figure II.8 : Réseau circulaire.

Pour un réseau d'antennes circulaire, le facteur de réseau peut s'écrire comme suit :

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n \cdot e^{j(k.a.\sin\theta.\cos(\phi-\phi_n)+\alpha_n)} \quad (\text{II.15})$$

I_n est l'amplitude et α_n est la phase d'excitation du nième élément.

Le maximum de $AF(\theta, \phi)$ se produit pour :

$$k.a.\sin\theta.\cos(\phi - \phi_n) + \alpha_n = 2.m.\pi, \quad m = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm n. \quad (\text{II.16})$$

Le principal maximum ($m=0$) est défini par la direction (θ_0, ϕ_0) , pour lequel :

$$\alpha_n = -k.a.\sin\theta_0.\cos(\phi_0 - \phi_n), \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (\text{II.17})$$

Si le réseau circulaire nécessite d'avoir un maximum de rayonnement dans la direction (θ_0, ϕ_0) , donc les phases de ces excitations doivent remplir la condition (II.17). Le facteur réseau est donné par :

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n \cdot e^{jk.a[\sin\theta.\cos(\phi-\phi_n)-\sin\theta_0.\cos(\phi_0-\phi_n)]} \quad (\text{II.18})$$

$$\Leftrightarrow AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n \cdot e^{jk.a(\cos\psi_n - \cos\psi_{0n})} \quad (\text{II.19})$$

$$\psi_n = \arccos[\sin\theta.\cos(\phi - \phi_n)]$$

$$\psi_{0n} = \arccos[\sin\theta_0.\cos(\phi_0 - \phi_n)]$$

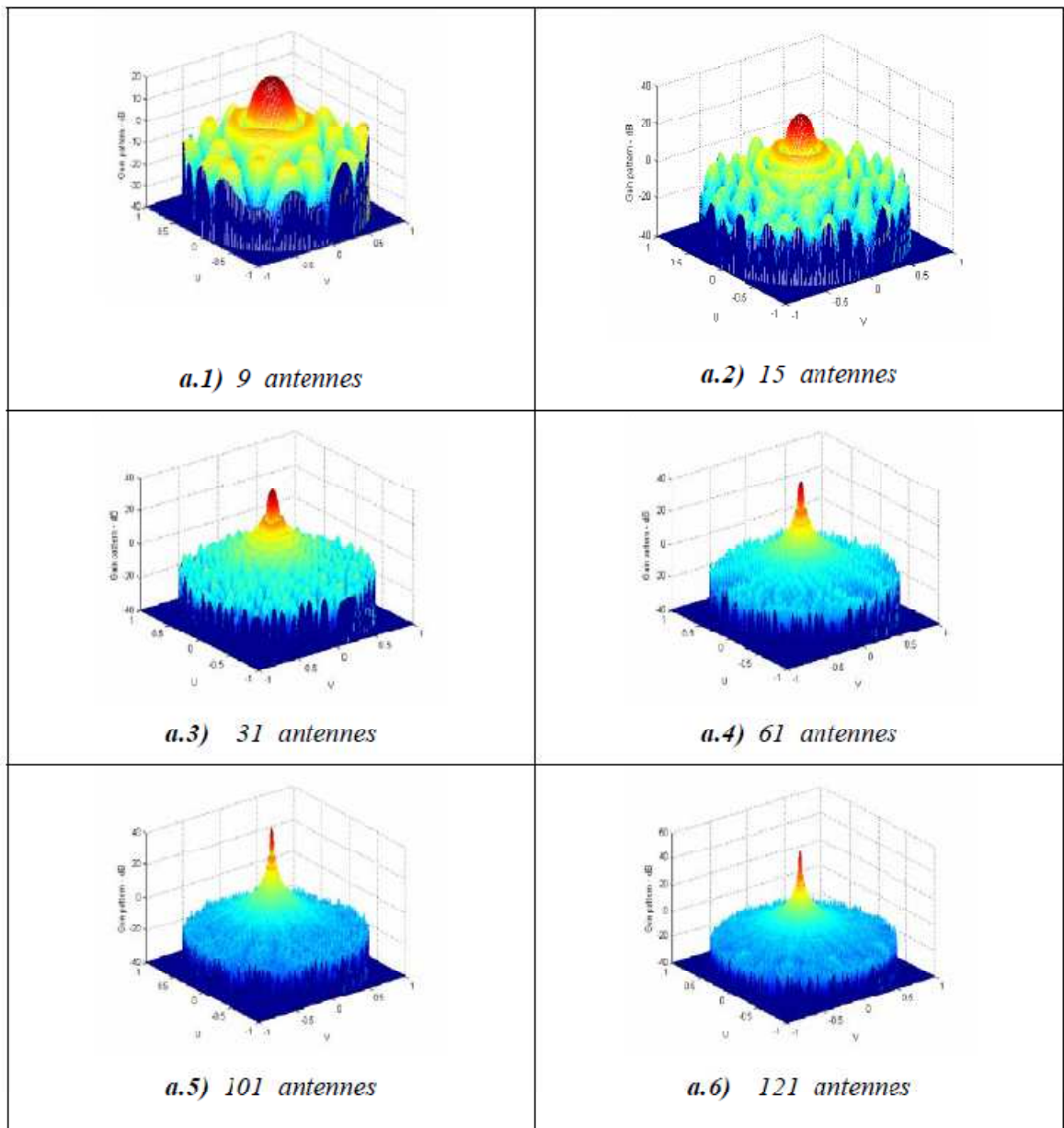


Figure II.9 : Diagrammes de rayonnement de réseau circulaire.

La Figure II.9 : a.1, a.2, a.3, a.4, a.5 et a.6 présente les variations de la puissance (*diagrammes de rayonnement*) que rayonne le réseau circulaire en fonction du nombre d'antennes (9, 15, 31, 61, 101, 121 antennes).

L'augmentation du nombre d'antennes a entraîné des diagrammes de rayonnement caractérisés par un lobe principal plus directif et des lobes de rayonnement secondaires réduits.

II.3- Antennes intelligentes

Les systèmes à antennes adaptatives ou intelligentes (*smart antennas*) [31] 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 [52]. Habituellement, ces systèmes reposent sur un réseau antennes et sur un processeur récepteur adaptatif temps réel qui attribue des poids aux éléments afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. Un réseau d'antennes adaptatives peut donc être défini comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres grâce à une boucle à retour de décision interne pendant le fonctionnement de l'antenne.

Dans les systèmes d'antennes traditionnels, chaque émetteur envoie son signal de façon très large principalement à cause du fait que la position du récepteur est inconnue [15].

Ce type de transmission pollue l'environnement électromagnétique en augmentant le niveau d'interférence global par une émission de puissance dans des directions inutiles. A contrario, les systèmes à antennes intelligentes déterminent la localisation du mobile pour se focaliser et émettre l'énergie uniquement dans les directions souhaitées [2].

II.3.1- Récepteur d'antenne intelligente [28]

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_M avec lesquels le signal

reçu de chacun des éléments sera multiplier. Ce vecteur de pondérations génère le diagramme de rayonnement d'antennes dans la direction de la liaison montante. Le vecteur de pondérations peut être optimisé par deux critères : le maximum du signal reçu de l'utilisateur désiré (*antennes à faisceaux commuté*) ou le maximum de SINR par la suppression du signal des sources d'interférences (*antennes adaptatives*).

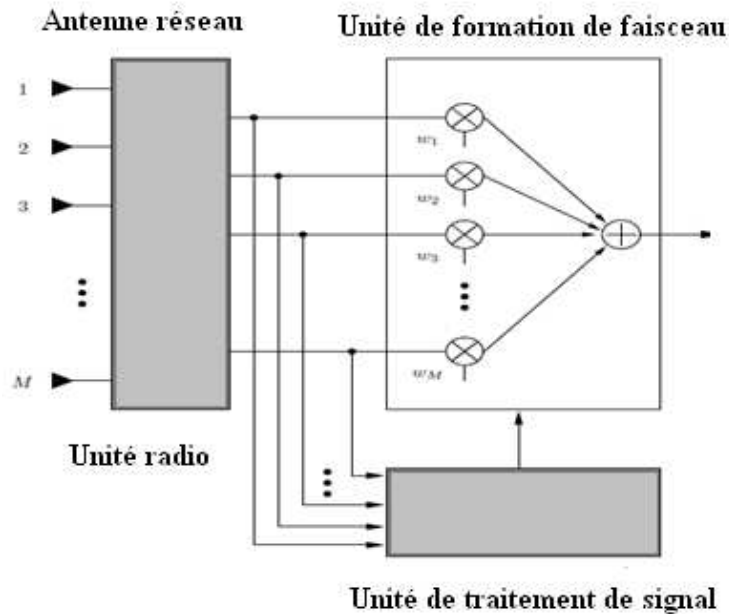


Figure II.10 : Antenne intelligente réceptrice.

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.

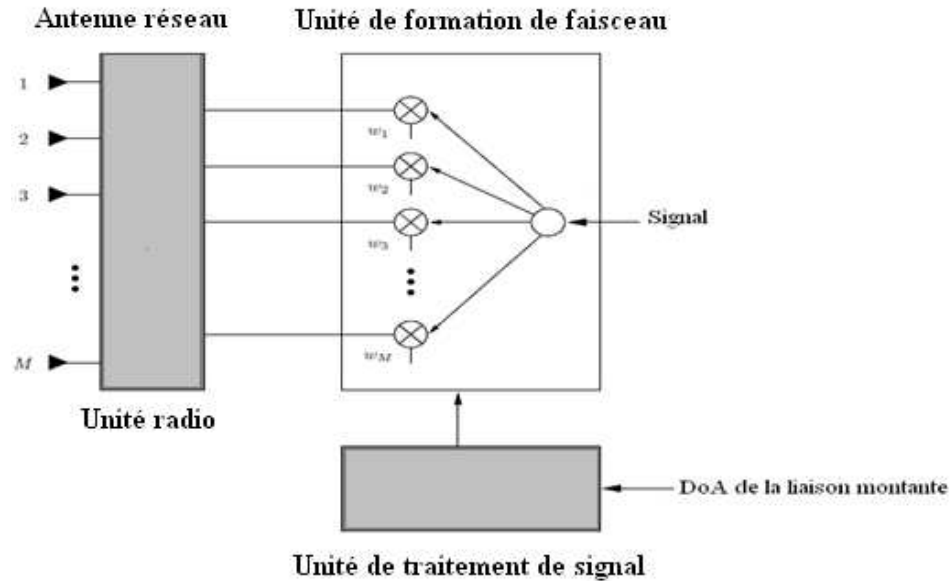


Figure II.11: Antenne intelligente émettrice.

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. Donc, en ajoutant un éventail d'antennes et ayant recours à un mode perfectionné de traitement numérique des signaux, on peut créer les antennes intelligentes.

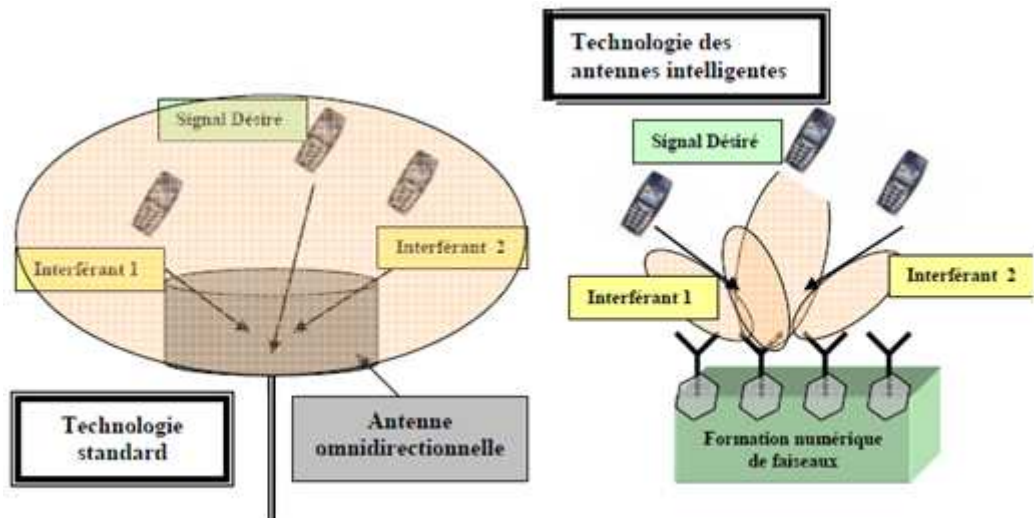


Figure II.12: Le principe de base d'une antenne intelligente.

La technologie des antennes intelligentes permettra deux choses :

1- L'augmentation du nombre d'utilisateurs que pourra desservir un système cellulaire donné.

2- L'accroissement de l'éventail des services offerts par le système cellulaire.

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

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

Cette amélioration de qualité et l'augmentation du nombre d'utilisateurs et de services sont des atouts pour les futurs systèmes sans fils [38].

II.4- Avantages des antennes intelligentes

La caractéristique principale des antennes intelligentes est le pouvoir d'élimination des interférences pour les applications radio-mobiles ce qui donne un meilleur rapport signal sur bruit, donc une augmentation de la capacité en nombre d'utilisateurs [43].

Les prochaines générations des systèmes de communications sans fils devront supporter un trafic de plus en plus important. Supporter des services à haute qualité sur des canaux dont le spectre est limité, implique qu'une augmentation de la capacité par rapport aux systèmes actuels est nécessaire [9]. Pour atteindre ces objectifs plusieurs techniques et approches sont envisageables.

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

II.4.1- Réduction de la taille du motif (RTM)

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

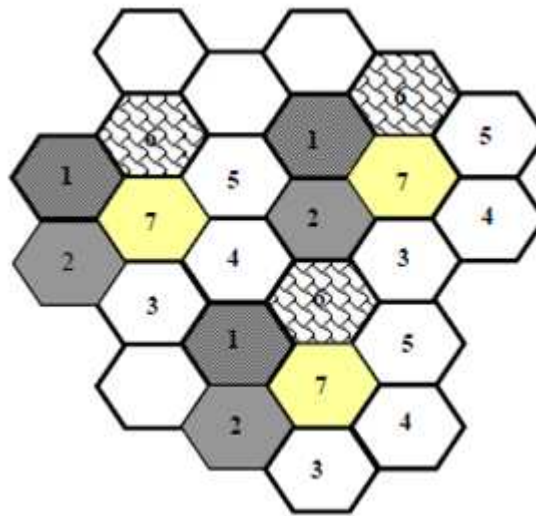


Figure II.13 : Le concept cellulaire.

Les cellules utilisant les mêmes fréquences sont appelées co-cellules. On appelle " motif " le plus petit groupe de cellules contenant l'ensemble des canaux une et une seule fois, (**Figure II.13**). L'organisation des cellules au sein du motif est telle qu'elle minimise l'interférence co-canal, chacune étant associée à un sous-ensemble de fréquences.

Appelons « K » la taille du motif (nombre de cellules par motif) et « R » le rayon d'une cellule. La distance « D » de réutilisation des fréquences est donnée par la relation :

$$D = \sqrt{3 \cdot K} \cdot R \quad (\text{II.20})$$

Pour augmenter la capacité en nombre d'utilisateurs, deux solutions sont envisageables. La première consiste, pour K fixé, à adapter la taille des cellules en fonction du trafic. L'inconvénient majeur de cette approche est de nécessiter un nombre important de BTS, ce qui se traduit par un coût d'investissement et d'entretien supplémentaire pour l'opérateur d'une part, et par un transfert inter-cellulaire (handover) plus fréquent d'autre part.

La deuxième solution consiste, pour une taille de cellule donnée, à diminuer K , mais le prix à payer est une dégradation de la qualité des communications. Une antenne adaptative est une solution à ce problème car elle peut former un diagramme de rayonnement de telle sorte que les signaux interférents soient spatialement rejetés.

La **Figure II.14** donne un exemple d'application ; trois utilisateurs, occupant le même canal dans des cellules différentes. Le plus à gauche correspond à l'utilisateur que l'on souhaite isoler tandis que les deux autres sont les interférents. La station de base de la cellule "utile" va donc optimiser son diagramme de rayonnement afin que les interférents co-canaux soient annulés. Il est alors possible de diminuer le facteur K , le cas extrême étant $K = 1$, tout en conservant une qualité de communication acceptable.

L'inconvénient est une complexité accrue au niveau de la station de base pour deux raisons :

- Mise en œuvre d'un réseau d'antennes : augmentation du matériel, calcul des pondérations, ..., etc.;
- Il faut éviter que les directions d'incidence des signaux utiles et interférents soient identiques. L'organe d'allocation des canaux doit donc être en mesure de faire basculer l'un des utilisateurs sur un autre canal après mesure du niveau d'interférence.

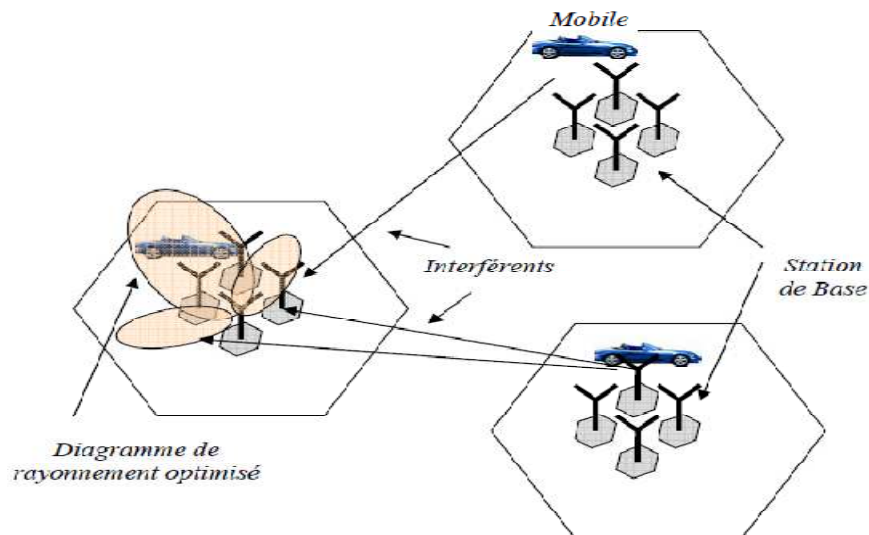


Figure II.14 : Principe de la technique RTM.

II.4.2-Accès Multiple par Répartition Spatiale, AMRS (SDMA, Space Division Multiple Access)

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

technique découle directement du concept d'antenne intelligente. Elle peut être utilisée avec toutes les méthodes d'accès conventionnelles (*FDMA, TDMA et CDMA*). Les modifications nécessaires sont limitées aux BSs et ne concernent pas les mobiles, ce qui permet l'introduction de SDMA dans les systèmes existants. La technique SDMA peut être considérée comme une technique de filtrage spécial obtenu en utilisant, au niveau de la BS, une antenne adaptative. Une structure identique est adoptée à l'émission. Ce système est composé par une antenne réseau et par un DSP (Digital Signal Processor) dont le rôle est de traiter en temps réel les signaux reçus et ceux à émettre au niveau des antennes. Les N signaux obtenus au niveau de N antennes du réseau sont envoyés à la DSP, multipliant le signal de chaque antenne par une valeur approprié w_i^* et sommant finalement tous les termes.

Le signal de sortie s'écrit sous la forme :

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i^* \cdot x_i(t) \quad (\text{II.21})$$

Le choix adéquat des poids du vecteur $w = [w_1, w_2, \dots, w_N]$ permet de définir le profil du diagramme de rayonnement de l'antenne selon les caractéristiques souhaitées. En particulier, le vecteur w est déterminé selon une stratégie adaptative. Cette approche comporte les principaux avantages suivants :

- Réutilisation des porteuses et donc de la bande de fréquence dynamiquement et de façon adaptative à l'intérieur de la zone de couverture (plus d'utilisateurs peuvent donc être desservis par la même bande de fréquences) ;
- Les faisceaux étant dirigés vers l'utilisateur, la propagation par multitrajets est considérablement réduite et l'interférence entre canaux est également réduite ;
- La consommation d'énergie est réduite si on la concentre vers l'utilisateur, avec une pollution électromagnétique réduite ;
- La confidentialité des communications est augmentée par la directivité des faisceaux. Intercepter une communication ne devient possible que si l'on se trouve sur le faisceau.

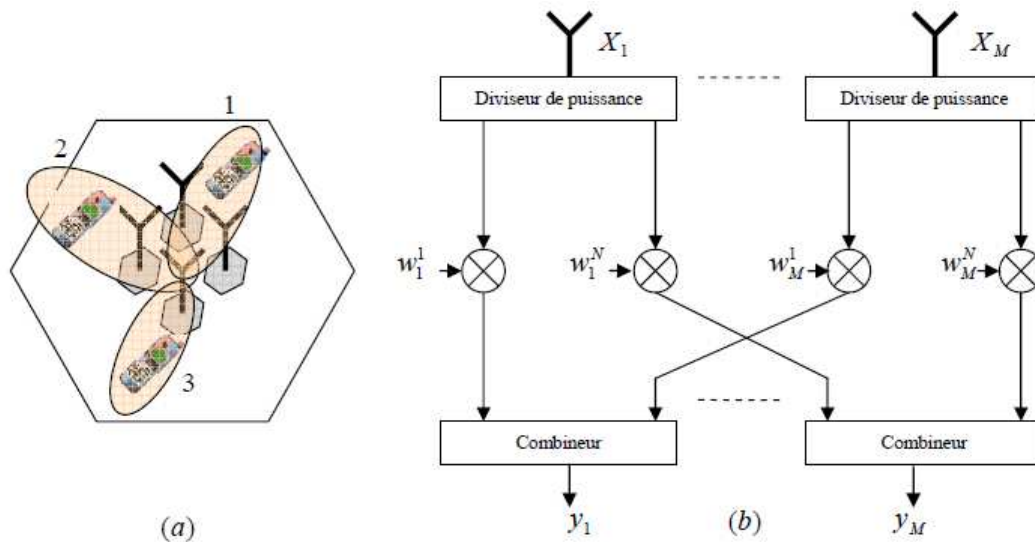


Figure II.15: Principe de la technique SDMA
 (a) Faisceaux formés - (b) Structure du réseau (BTS).

II.5- Type des antennes intelligentes

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

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

II.5.1- Systèmes à faisceaux commutés (SBA)

Les antennes à faisceaux commutés sont des antennes directrices déployées aux stations de base d'une cellule. Elles ont uniquement une fonction de commutation de base entre les antennes directionnelles séparées ou des faisceaux prédéfinis d'un réseau. Ce système donne les meilleures performances, habituellement en termes de puissance reçue. Les sorties des divers éléments sont prélevées périodiquement pour établir ce qui a le meilleur faisceau de réception. En raison de la directivité plus élevée comparée à une antenne conventionnelle, un certain gain est réalisé [28].

Dans ce type de système, des diagrammes de rayonnement déterminés avant le déploiement sont sélectionnés pendant l'opération. Le réseau à faisceaux commuté est relativement simple à mettre en application que les réseaux adaptatifs sophistiqués, mais il donne une amélioration limitée, exigeant seulement un réseau d'alimentation de sources (*Network Beamforming*), un commutateur RF, et une commande logique pour choisir un faisceau spécifique.

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

II.5.2- Antennes adaptatives

Depuis les travaux précurseurs menés par **HOWELLS** et **APPLEBAUM** de l'université de Syracuse dans les années 60, les antennes adaptatives font l'objet d'un effort de recherche important. Initialement développées pour des applications en radar, sonar et sismologie, 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. Grâce à la capacité de poursuite précise et de rejet d'interférence, plusieurs utilisateurs peuvent se partager le même canal à l'intérieur de la même cellule [43].

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

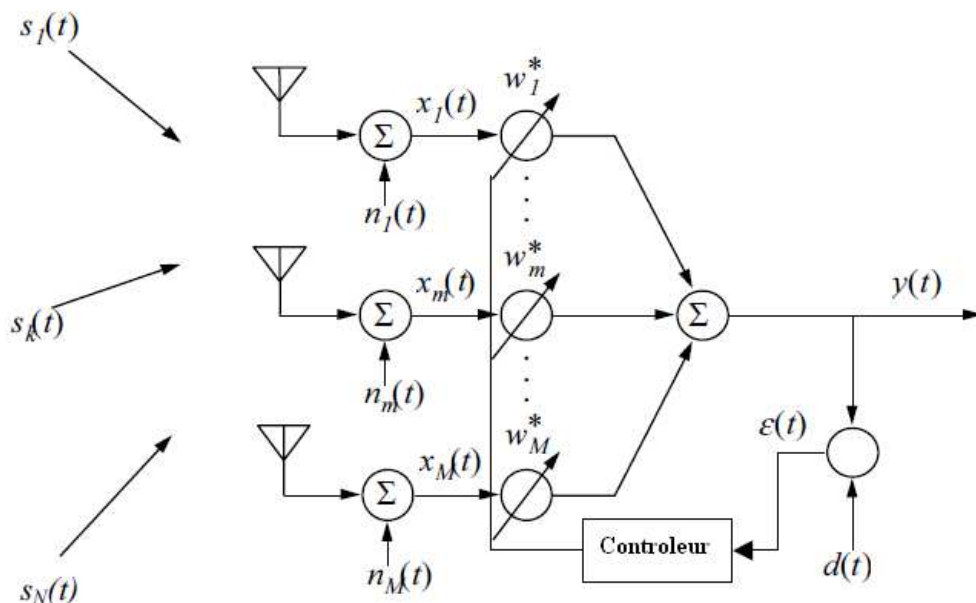


Figure II. 16: Réseau d'antenne adaptative.

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

Les systèmes mobiles conventionnels utilisent habituellement une certaine sorte de diversité d'antenne (diversité par exemple de l'espace, de polarisation ou d'angle). Des antennes adaptatives peuvent être considérées comme un système prolongé de diversité, ayant plus de deux branches de diversité. L'amélioration de cette technique peut être obtenue en la combinant avec la technique CDMA, avec une égalisation adaptative ou avec de la diversité de polarisation.

Les applications des antennes adaptatives sont nombreuses. Celles-ci peuvent s'appliquer à des réseaux locaux de proximités tels que le réseau de données sans fils Bluetooth ou de téléphonie numérique sans fils DECT ou encore à des réseaux cellulaires plus vastes tel que le réseau GSM [38].

La sortie du réseau s'écrit :

$$y(t) = [w_1, w_2, \dots, w_N] \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = W^H(t) \cdot X(t) \quad (\text{II.22})$$

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

$$\varphi_n = [2 \cdot \pi \cdot d \cdot (n - 1) / \lambda] \cdot \sin \theta_s \quad (\text{II.23})$$

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

$$x_n(t) = e \cdot \exp j(\omega \cdot t + \varphi_n) \quad (\text{II.24})$$

Des équations II.22, II.23 et II.24, nous obtenons :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N e \cdot w_n \cdot \exp j[(\omega \cdot t + (2 \cdot \pi \cdot d(n - 1) / \lambda) \sin \theta_s)] \quad (\text{II.25})$$

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

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

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.

Un réseau constitué de M antennes possède $M-1$ degrés de liberté. Il est donc possible de former N lobes dans les directions des sources utiles sous la contrainte de gain nul dans $M-N-1$ directions différentes. Le vecteur de pondérations doit donc satisfaire le système d'équations suivant :

$$w^H \cdot x(\theta_i) = 1 \quad i = 1, \dots, N \quad (N \text{ lobes}) \quad (\text{II.26})$$

$$w^H \cdot x(\theta_i) = 0 \quad i = 1, \dots, K - 1 \quad (K - 1 \text{ zéros}) \quad (\text{II.27})$$

Qui, sous forme matricielle, devient :

$$w^H \cdot X = e_1^T \quad (\text{II.28})$$

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

$$X = [x(\theta_0), x(\theta_1), \dots, x(\theta_{k-1})] \quad (\text{II.29})$$

Et e_1 est un vecteur dont seul le premier élément est non nul : $e_1 = [1, 0, \dots, 0]^T$

La **Figure II.17** donne une configuration possible de ce type de traitement. La première étape consiste à estimer les angles d'arrivés de toutes les sources. Connaissant la structure du réseau, linéaire par exemple, il est possible de former la matrice A et son inverse ou pseudo inverse. Il ne reste qu'à calculer les pondérations optimales.

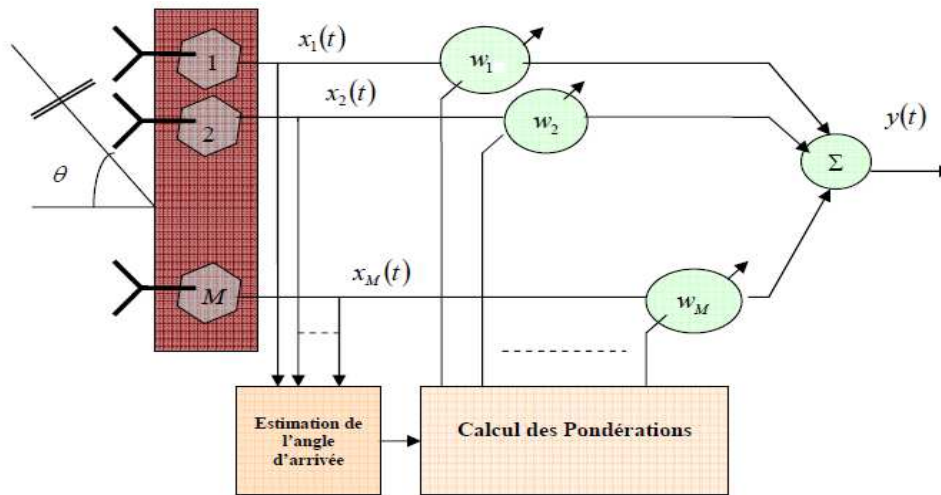


Figure II.17 : Configuration de l'antenne pour la formation de voies.

II.7- Formation de voies optimales

Les pondérations optimales sont calculées sur la base d'un critère de performance que l'on peut classer en trois catégories. La première regroupe les critères basés sur la connaissance de la (les) direction(s) d'incidence de la source utile. Contrairement à la méthode de formation de voies classique, les DoAs des interférents ne sont pas nécessaires. La seconde catégorie suppose que le récepteur renvoie à l'unité de contrôle un signal corrélé avec le signal utile. Ce signal peut être une porteuse pure, une séquence d'apprentissage ou le code correspondant au signal utile en CDMA.

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

II.7.1- Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile

La stratégie est de déterminer les pondérations de telle sorte que la combinaison des sorties soit optimale selon un critère à définir. Dans le cas des techniques basées sur les directions d'arrivée, on utilise classiquement trois critères : le critère du rapport signal sur bruit plus interférences (SINR), le critère du maximum de vraisemblance (ML : 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 $s_0(t)$ est connu du récepteur, on peut choisir de minimiser l'erreur entre la sortie de l'antenne et $s_0(t)$. En pratique, le récepteur ne connaît pas le signal émis sur toute la durée d'une communication mais seulement sur un laps de temps associé à une séquence d'apprentissage. A chaque mobile est associée une séquence d'apprentissage qui est

insérée dans la trame de donnée. Le système numérique européen actuel, le GSM, utilise par exemple une séquence de 26 bits afin d'estimer la réponse impulsionnelle du canal nécessaire à la mise en œuvre d'un égaliseur [29]. Cette séquence peut également servir au calcul des pondérations du réseau d'antennes.

II.7.3- Algorithmes adaptatifs

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles [33,57]. Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle. Les algorithmes utilisés sont:

a. Le LMS: Algorithme du gradient stochastique

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

$$w(n+1) = w(n) + \frac{1}{2} \cdot \mu [-\nabla(E\{\varepsilon^2(n)\})] \quad (\text{II.30})$$

Ou

$$E\{\varepsilon^2(t)\} = -2 \cdot r_{xd} + 2 \cdot R_{xx} \cdot w \quad (\text{II.31})$$

Ce qui revient à écrire :

$$w(n+1) = w(n) + \mu [r_{xd} - R_{xx} \cdot w(n)] \quad (\text{II.32})$$

μ : le gain constant, control le taux d'adaptation.

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

$$\hat{R}_{xx}(n) = x(n) \cdot x^H(n) \quad (\text{II.33})$$

$$\hat{r}_{xd}(n) = d^*(n) \cdot x(n) \quad (\text{II.34})$$

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

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

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

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=N_1}^{N_2} x(i).x^H(i) \quad (\text{II.35})$$

Et

$$\hat{r}_{xd} = \sum_{i=N_1}^{N_2} d^*(i).x(i) \quad (\text{II.36})$$

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

c. Le RLS : Algorithme des moindres carrés récursifs

La méthode RLS estime R_{xx} et r_{xd} en utilisant une somme pondérée [8]

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1}.x(i).x^H(i) \quad (\text{II.37})$$

$$\hat{r}_{xd}(n) = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1}.d^*.x(i).x(i) \quad (\text{II.38})$$

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

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

$$\hat{R}_{xx}(n) = \gamma.\hat{R}_{xx}(n-1) + x(n).x^H(n) \quad (\text{II.40})$$

$$\hat{r}_{xd}(n) = \gamma.\hat{r}_{xd}(n-1) + d^*(n).x(n) \quad (\text{II.33})$$

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

$$R_{xx}^{-1}(n) = \gamma^{-1}[R_{xx}^{-1}(n-1) - q(n).r_{xd}.R_{xx}^{-1}(n-1)] \quad (\text{II.34})$$

Où le facteur q est donné par :

$$q(n) = \frac{\gamma^{-1} \cdot R_{xx}^{-1}(n-1) \cdot x(n)}{1 + \gamma^{-1} \cdot x^H \cdot R_{xx}^{-1}(n-1) \cdot x(n)} \quad (\text{II.35})$$

Finalement, les pondérations sont remises à jour [58]:

$$\hat{w}(n) = \hat{w}(n-1) + q(n) \cdot [d^*(n) - \hat{w}^H(n-1) \cdot x(n)] \quad (\text{II.36})$$

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

d. Le CMA : Algorithme à module constant

L'algorithme à module constant est un algorithme adaptatif sans visibilité proposé par **GODARA** [33], par **TREICHLER** et **AGEE** [4]. Il n'exige aucune connaissance précédente du signal désiré. En forçant le signal reçu pour avoir une amplitude constante, CMA récupère le signal désiré.

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

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) - \mu \cdot x(n) \cdot \varepsilon^*(n) \quad (\text{II.37})$$

Et

$$\varepsilon(n) = [1 - |y(n)|^2] \cdot y(n) \cdot x(n) \quad (\text{II.38})$$

Quand l'algorithme de CMA converge, il converge vers une solution optimale, mais la convergence de cet algorithme n'est pas garantie parce que la fonction « ε » n'est pas convexe et peut avoir des faux minima [36]. Un autre problème potentiel est que s'il y a plus d'un signal fort, l'algorithme peut acquérir un signal peu désiré. Ce problème peut être surmonté si les informations additionnelles sur le signal désiré sont disponibles.

e. L'AG : Algorithme génétique

L'algorithme génétique [34] est une méthode itérative dont le principe est basé sur la compréhension des mécanismes de la sélection naturelle et de l'évolution des espèces.

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

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

- Individu/chromosome/séquence : une solution potentielle du problème ;

- Population : un ensemble de chromosomes ou de points de l'espace de recherche ;
- Environnement : l'espace de recherche ;
- Fonction de fitness : la fonction - positive - que nous cherchons à maximiser.

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

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

Les AGs sont alors basés sur les phases suivantes :

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

Le nombre de générations que l'on souhaite exécuter peut être fixe a priori. C'est ce que l'on est tente de faire lorsque l'on doit trouver une solution dans un temps limite.

L'algorithme peut être arrêté lorsque la population n'évolue plus ou plus suffisamment rapidement.

L'utilisation de l'AG dans différents champs d'étude a démontré son efficacité. En effet, il s'est révélé simple dans sa mise en œuvre mais puissant dans ses performances relatives à d'autres méthodes [5].

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

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

3. Les algorithmes génétiques n'utilisent que les valeurs de la fonction étudiée, pas sa dérivée, ou une autre connaissance auxiliaire ;

4. Les algorithmes génétiques utilisent des règles de transition probabilistes, et non déterministes.

II.8- Conclusion

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

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

Les systèmes basant sur le mode d'échange appelé SISO, qui consiste à avoir une antenne à l'émission et une antenne à la réception restent très limité en terme de débit, et ne peut pas empêcher certains phénomènes nuisibles dus à l'environnement de propagation; c'est pourquoi les chercheurs ne cessent de proposer des solutions pour accroître les débits de transmission. Ainsi l'apparition de nouveaux systèmes multi-antennes pour des applications a construit une révolution pour la quatrième génération (4 G).

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.

La technologie MIMO

La technologie MIMO

III.1- Introduction

Les radiocommunications sont déjà passées par trois générations de technologie.

Chaque génération est marquée par une nouvelle technologie.

Au début des années 1980, le réseau cellulaire public a été créé pour fournir des services de téléphonie vocale. Ce système a constitué la première génération de radiocommunication (*1G*) qui est basée sur la technologie de multiplexage par répartition en fréquence (*FDMA*).

Dix ans après, la deuxième génération (*2G*) de radiocommunication a introduit la technique de transmission numérique et la technique de multiplexage par répartition dans le temps (*TDMA*), afin de fournir une meilleure communication. Il a pu fournir des services de la voix, de la télécopie, et de la messagerie.

En raison de la demande croissante en termes du débit et de la variété de services, la troisième génération (*3G*) a mis en œuvre pour répondre à ces besoins. Elle est basée sur la technologie de multiplexage par répartition en code.

Il y a encore de demande croissante de débits plus élevés et des services de meilleure qualité. Bien que les techniques actuelles soient arrivées presque à la limite théorique de Shannon, elles ne peuvent pas satisfaire l'efficacité spectrale demandée par les systèmes présents et futurs. La technique MIMO découverte en 1996 par les chercheurs de Bell Labs [19] reste la plus prometteuse, elle peut augmenter d'une manière substantielle l'efficacité spectrale [55] [54] [17]. Par exemple, les standards de réseaux locaux sans fils à haut débit, tels que IEEE 802.11n, HiperLAN2 [26] et IEEE 802.16 [27], vont adopter les systèmes MIMO dans leurs futures normes. Le débit des transmissions de la technique HSDPA peut atteindre 21.6Mb/s en utilisant les systèmes MIMO [26]. Contrairement aux systèmes classiques (SISO, MISO et SIMO), un système MIMO est un système de communication qui utilise plusieurs antennes à l'émission aussi bien qu'à la réception. Cette technique a reçu beaucoup d'intérêt ces dernières années et a donné lieu à de nombreux travaux [25].

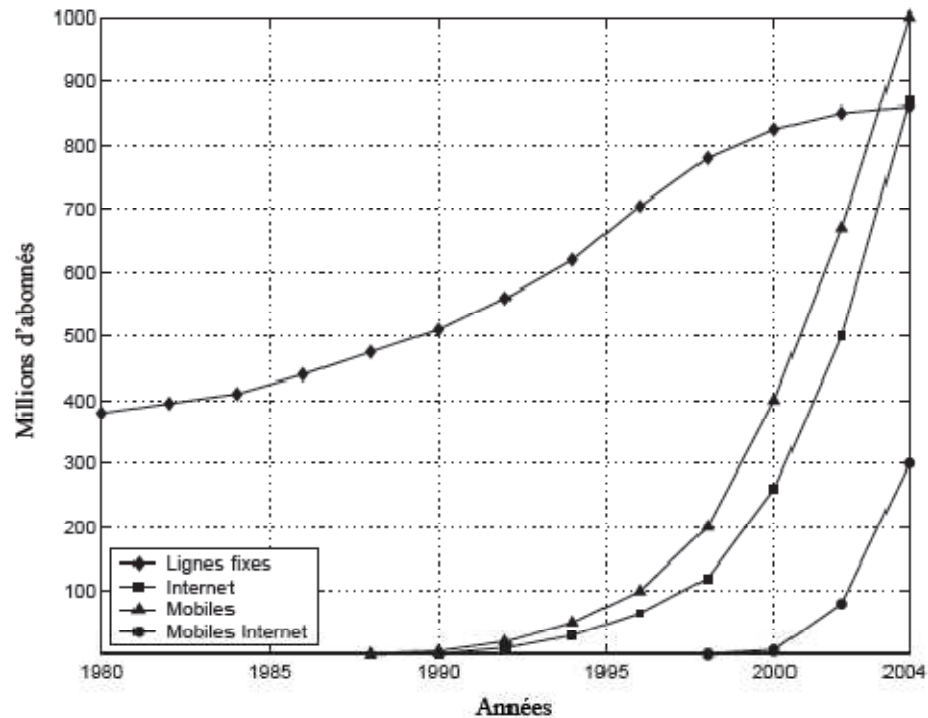


Figure III.1 : Illustration de l'évolution des besoins en termes de transferts d'informations.

III.2-Présentation des systèmes multi-antenne

Les transmissions via le canal radio mobile sont fortement pénalisées par les évanouissements du signal, dus à la fois aux trajets multiples et aux interférences entre symboles.

Pour pallier ces deux inconvénients, une solution est étudiée 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. L'idée générale est de tirer profit de la dimension spatiale du canal et d'exploiter les trajets multiples plutôt que de les supprimer.

Bien sûr, les systèmes multi-antennes sont connus depuis longtemps, mais jusqu'à récemment ils étaient utilisés pour donner de la directivité à l'émetteur ou au récepteur. Pour ces systèmes dits (*conventionnels*), lorsque l'émetteur possède plusieurs antennes, il émet sur chacune d'elles une version déphasée du même symbole, fournissant ainsi une directivité réglable à l'émetteur. Le récepteur avec plusieurs antennes peut lui aussi, en pondérant le signal de chaque capteur, choisir une direction de réception privilégiée.

Les antennes émettrices transmettent chacune un symbole différent, indépendant de celui des autres antennes, mais en utilisant la même modulation, la même fréquence porteuse

et en étant synchronisées. La bande passante utilisée reste identique à celle d'un système mono émetteur, mais comme plusieurs symboles sont émis, l'efficacité spectrale augmente.

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. Ceci facilite la récupération de l'information émise. La technique MIMO est considéré comme une technique très prometteuse pour la quatrième génération des systèmes sans fils (4G) [59].

III.3- Concept et capacité des canaux MIMO

Les techniques MIMO [37] utilisées dans des environnements riches en diffuseurs permettent d'améliorer 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. 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 :

- Les codes espace temps en blocs ;
- Le multiplexage spatial ;
- Le MIMO Beamforming.

Deux catégories de systèmes MIMO peuvent être distinguées. Ces différences dépendront de l'endroit où l'on met en œuvre la diversité spatiale, à savoir sur le réseau d'antennes à l'émission ou sur le réseau d'antennes à la réception. On parlera alors de systèmes MISO et de systèmes SIMO.

La combinaison des deux systèmes 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 :

$$D_s = N_t \times N_r \quad \text{(III.1)}$$

Les systèmes MIMO [3] et ses dérivés pourront être ainsi représentés sur la **Figure III.2**.

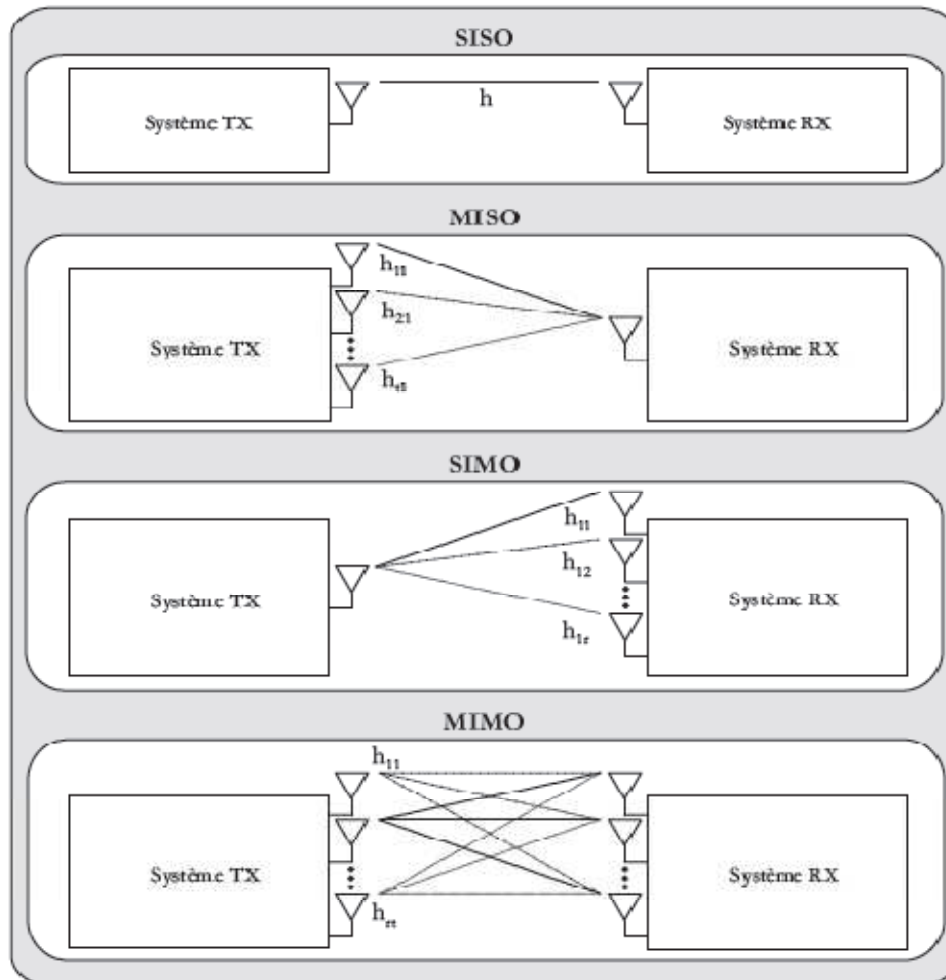


Figure III.2 : Le concept MIMO.

- **Canal SISO**

La capacité d'un canal SISO est [16] :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 \cdot W} \right) \quad \text{bps} \quad (\text{III.2})$$

En normalisant la capacité par la bande utile W , on obtient:

$$C = \log_2(1 + \rho) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{III.3})$$

P : La puissance du signal utile (Watt) ;

N_0 : La densité spectrale de puissance du bruit (W/Hz) ;

W : La bande passante utile (Hz) ;

ρ : Le rapport signal sur bruit.

- **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 :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_r^2 \cdot \frac{P}{N_0 \cdot W} \right) \quad \text{bps} \quad (\text{III.4})$$

En normalisant la capacité par la bande utile W , on obtient:

$$C = \log_2(1 + N_r^2 \cdot \rho) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{III.5})$$

- **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 :

$$P = \sum_{i=1}^{N_t} P_i \quad (\text{III.6})$$

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

$$P = N_t \cdot P_i \quad (\text{III.7})$$

La capacité du canal MISO :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_t \cdot \frac{P_i}{N_0 \cdot W} \right) \quad \text{bps} \quad (\text{III.8})$$

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 \cdot W} \right) \quad \text{bps} \quad (\text{III.9})$$

En normalisant la capacité par la bande utile W , on obtient:

$$C = \log_2(1 + \rho) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{III.10})$$

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

- **Canal MIMO**

Le passage d'un système SISO à un système MIMO se justifie de plusieurs manières.

En effet l'ajout d'antennes à l'émission et à la réception entraîne un gain de diversité spatiale. Dès lors, 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, i.e. 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 répartie entre les N_t antennes de façon à ce que leur somme reste égale à P . Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de 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 :

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

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \cdot H \cdot H^* \right] \right) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{III.11})$$

I_{N_r} : La matrice unité ;

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

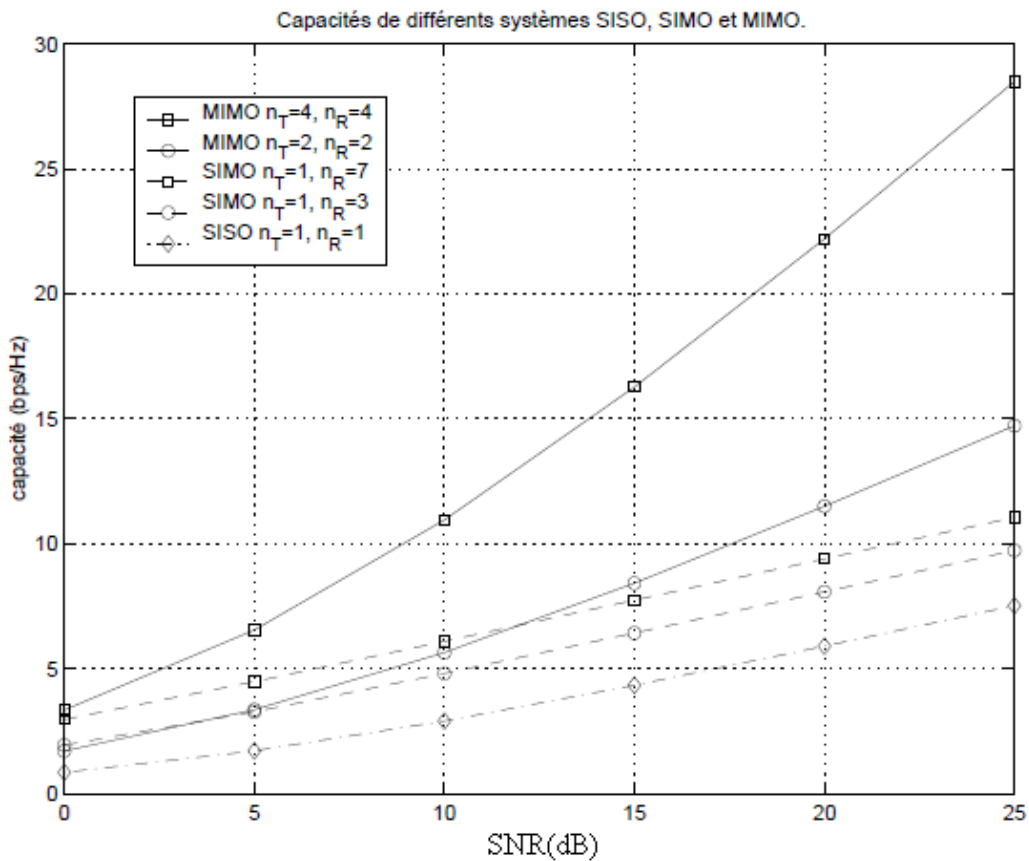


Figure III.3 : Capacités de systèmes SIMO et MIMO à 4 et 8 antennes par rapport au canal SISO.

La **Figure III.3** représente l'espérance de la capacité en fonction du SNR pour plusieurs valeurs de n_T et n_R . La capacité de système MIMO [40] augmente donc beaucoup plus vite que dans les cas SISO et SIMO.

L'avantage en capacité des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples.

Tout d'abord ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices [47], [18].

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

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 de transmission N_t et de réception N_r [42]. 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 [13] est de créer de la redondance ou de la corrélation entre symboles transmis sur les dimensions spatiale et temporelle. Un code spatio-temporel est caractérisé par son rendement, son ordre de diversité et son gain de codage. Le rendement du code espace-temps est égal au rapport entre le nombre de symboles émis et le nombre de durées symboles correspondant. L'ordre de diversité est égal au nombre de voies indépendantes à la réception. Enfin, le gain de codage correspond au gain apporté par le système codé, en termes de performance, par rapport au système non-codé. Un code spatio-temporel est dit à rendement plein lorsque son rendement est égal au nombre d'antennes à l'émission. 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. 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.

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

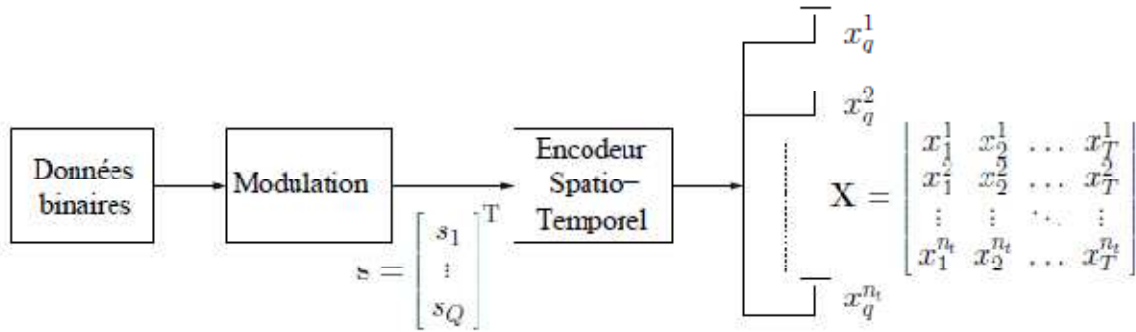


Figure III.4 : Le schéma de principe du codage spatio-temporel.

Ce codage consiste à associer à chaque groupe de Q symboles utiles résultant de la

modulation, une matrice $X = \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & \dots & x_T^1 \\ x_1^2 & x_2^2 & \dots & x_T^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_1^{n_t} & x_2^{n_t} & \dots & x_T^{n_t} \end{bmatrix}$ où T est le nombre de périodes symboles

nécessaires pour transmettre cette matrice, et $x_t^l, t = 1, 2, \dots, T; l = 1, 2, \dots, n_t$ représente une combinaison linéaire de ces Q symboles utiles modulés et de leurs conjugués (**Figure III.4**).

Pour la conception de systèmes de transmission MIMO, les codes spatio-temporels ne sont donc pas les solutions les plus adaptées. En revanche les systèmes basés sur le multiplexage spatial permettent d'augmenter significativement le débit.

III.4.1- Codage spatio-temporel en treillis

Il consiste à coder [13] à l'aide d'une représentation sous forme de treillis (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 [23] 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 dans [55] 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.

Le STTC [25] crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (*plusieurs antennes émettrices*) et dans le temps (*symboles consécutifs*). Le codeur est composé de N_t polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément. En contrepartie la complexité de décodage augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes d'émission et l'ordre de modulation. La complexité de mise en œuvre exclut la mise en pratique de cette technique.

La **Figure III.5** propose le diagramme de treillis d'un STTC à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, 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).
- Ces symboles sont alors mis en forme par la MDP-4 avant l'émission par leur antenne respective.

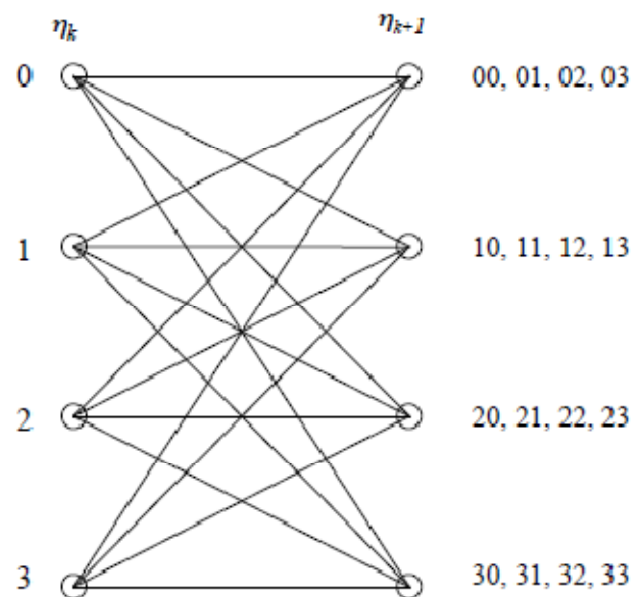


Figure III.5 : Diagramme de treillis pour un STTC à 4 états utilisant $N_t = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4.

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 simple 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.

Dans [13], les STBC sont définis comme une opération de modulation d'un bloc de symboles à la fois dans l'espace et dans le temps, créant ainsi des séquences orthogonales transmises par des antennes émettrices différentes. D'une manière générale, les codes spatio-temporels en bloc peuvent être vus comme le mapping d'une séquence de symboles complexes $\{s_0, s_1, s_2, \dots, s_{n-1}\}$ en une matrice C_c de taille $N \times d_s$.

Les symboles constituant la matrice C_c sont transmis pendant d_s périodes symboles et sur les N antennes d'émission, de telle sorte qu'à chaque période symbole les éléments d'une colonne de C_c sont transmis sur les N antennes.

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 non-linéaires**

Dans la littérature quelques travaux se sont intéressés à l'étude de ce type de codage.

Parmi ces travaux, nous citons SANDHU dans [20] qui a proposé un code non-linéaire dont le codage se fait en deux étapes :

- Les symboles complexes $\{s_0, s_1, s_2, \dots, s_{n-1}\}$ sont mappés par une fonction non linéaire en une séquence $\{\phi_n\}$.
- Les $\{\phi_n\}$ sont ensuite transformés par une fonction linéaire formant la matrice C_c .

- **Codes STB linéaires [14]**

Les codes STB 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'à 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 par la technique OSTBC 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 $R = 1$.

A l'instant $t=1$, les symboles s_1 et s_2 sont transmis respectivement sur les antennes 1 et 2 puis à l'instant $t=2$, les symboles s_2^* et s_1^* sont transmis sur les antennes 1 et 2. Ainsi sous forme matricielle, on a :

$$C_{STBC,2} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

$$[y_{11} \ y_{12}] = [h_{11} \ h_{12}] \cdot \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} + [n_{11} \ n_{12}] \quad (\text{III.13})$$

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

$$C_{STBC,2} \cdot C_{STBC,2}^H = (\|s_1\|^2 + \|s_2\|^2) \cdot I_2 \quad (\text{III.14})$$

Le code d'**ALAMOUTI** est le seul code orthogonal complexe permettant d'atteindre la diversité maximale. Il existe seulement quelques autres codes orthogonaux complexes ayant un rendement inférieur à 1. Par exemple pour $N_t = 3$, $N_r = 1$, $Q = 3$ et $T = 4$ et donc $R = 3/4$ on a le matrice code suivante:

$$C_{STBC,3} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & 0 \\ -s_2^* & -s_1^* & 0 & -s_3 \\ -s_3^* & 0 & s_1^* & s_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Il est possible de construire des codes de rendement supérieur ou égal à 1. Par exemple : $N_t = 4$ et $R=1$.

$$C_{STBC,4} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & -s_3^* & s_4 \\ s_2 & s_1^* & -s_4^* & -s_3 \\ s_3 & -s_4^* & s_1^* & -s_2 \\ s_4 & s_3^* & s_2^* & s_1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Cette matrice est obtenue à partir de deux matrices d'**ALAMOUTI** et d'une transformée de **HADAMARD**.

Remarque :

- Les codes STB ont des performances optimales pour des SNR faibles et moyens alors que les codes STT sont plus optimaux pour des SNR de grandes valeurs [35].
- Le code d'**ALAMOUTI** présente des très grands avantages. **SANDHU** dans [20] a démontré qu'un système avec deux antennes à l'émission et une seule antenne à la

réception utilisant le code d'ALAMOUTI peut atteindre la capacité du canal sans la connaissance des états de ce dernier par l'émetteur.

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 [14]. 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.

Le principe du multiplexage spatial est l'organisation en espace sans redondance d'une série d'informations. Il consiste à émettre simultanément N_t symboles de modulation sur N_t antennes d'émission sans codage spatio-temporel de ces symboles, ce qui correspond à associer au vecteur $s = [s_1, \dots, s_{N_t}]$ le vecteur spatio-temporel $X = [x_1 = s_1, \dots, x_{N_t} = s_{N_t}]^T$ transmis pendant une durée symbole depuis les N_t antennes d'émission [42].

Les antennes émettrices utilisent la même modulation et la même fréquence porteuse pour transmettre les symboles différents et indépendants sur les différentes antennes.

L'efficacité du système augmente donc en continuant à utiliser la même bande passante qu'un système classique.

III.5.1- D-BLAST

FOSCHINI a proposé dans [19] une architecture (Figure III.6) à multiplexage spatial de manière à exploiter de façon optimale la diversité et la capacité. Dans cette architecture, les symboles sont détectés successivement par antenne d'émission.

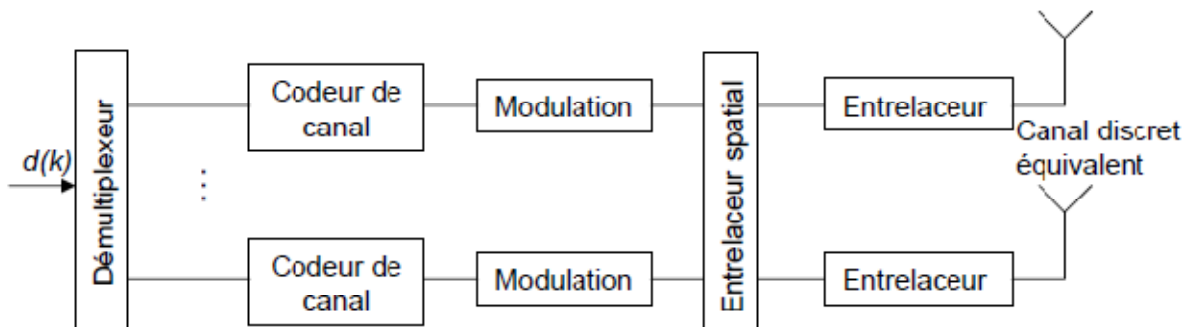


Figure III.6 : Architecture d'un transmetteur D-BLAST.

C'est une architecture diagonale nommée D-BLAST. La technique D-BLAST est décrite de manière plus théorique par **FOSCHINI** en 1998 en considérant par la suite des cas plus réalistes [20]. Le flux de données est démultiplexé en entrée en N_t 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, **FOSCHINI** et **WOLNIANSKY** proposent un système qu'ils nomment V-BLAST ou H-BLAST et qui a la particularité d'être plus simple à mettre en œuvre que D-BLAST.

III.5.2- V-BLAST

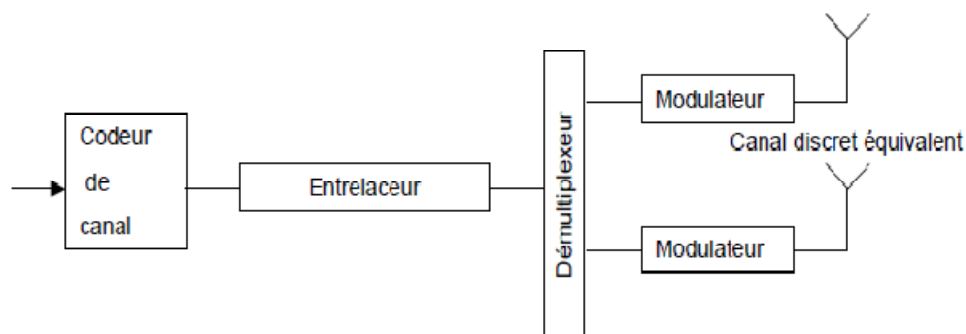


Figure III.7: Architecture d'un transmetteur V-BLAST.

Le V-BLAST [21], [49] peut être vu comme une classe spéciale des codes de multiplexage spatial, son principe consiste à diviser le flux de données à l'entrée en plusieurs sous-flux, ces derniers sont transmis sur des antennes différentes. Cette architecture vise principalement à augmenter la capacité du système.

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.

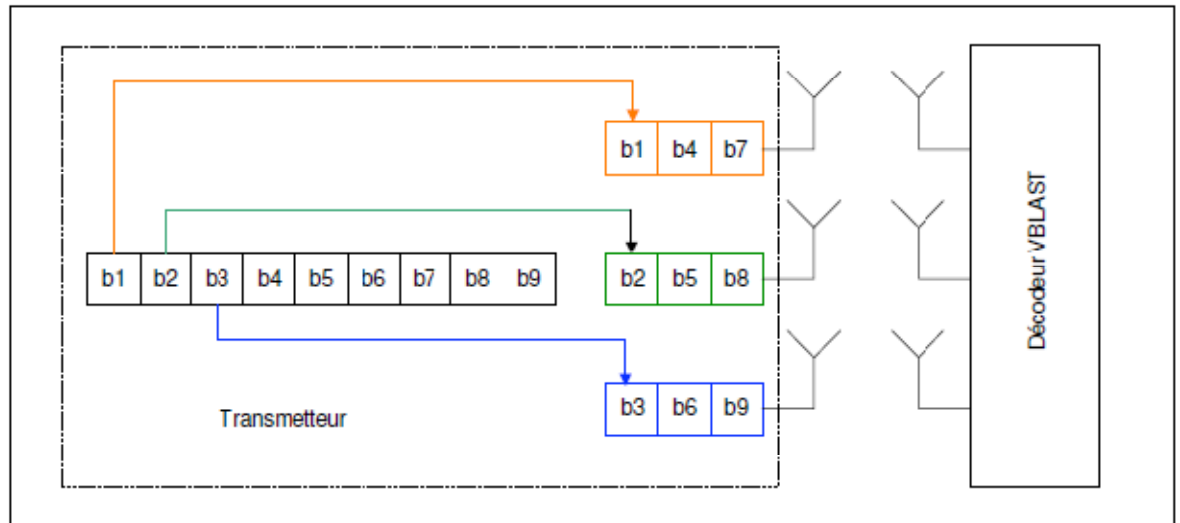


Figure III.8 : Principe de l'architecture de modulation V-BLAST.

Les bits d'informations sont tout d'abord codés par un codeur de canal. Ensuite 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

L'architecture d'un transmetteur H-BLAST est très proche de celle du V-BLAST, comme illustré sur la **Figure III.8**. Elle utilise les mêmes blocs que V-BLAST sauf l'ordre de 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 entrelacés.

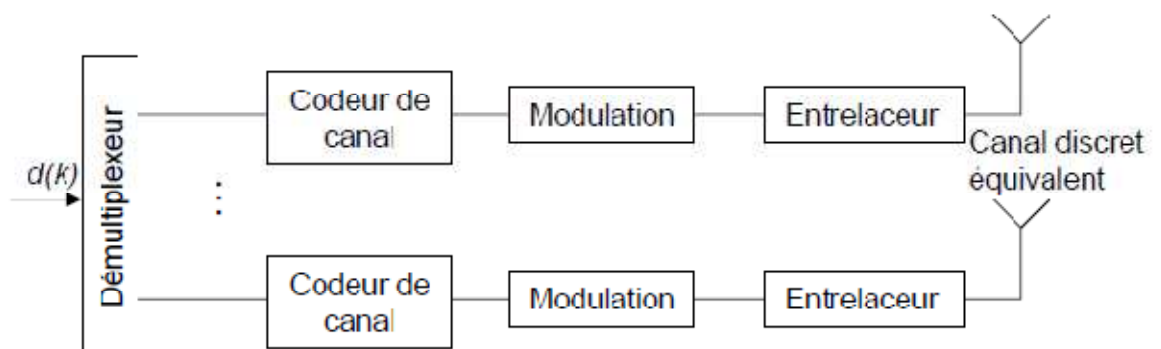


Figure III.9 : Architecture d'un transmetteur H-BLAST.

III.5.4- Turbo-BLAST

Le principe turbo appliqué au multiplexage spatial a été proposé dans [51]. La structure du transmetteur est exactement la même que celle du D-BLAST sauf que l'entrelaceur spatial n'ajoute pas de partie nulle dans la matrice.

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 [39] 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.

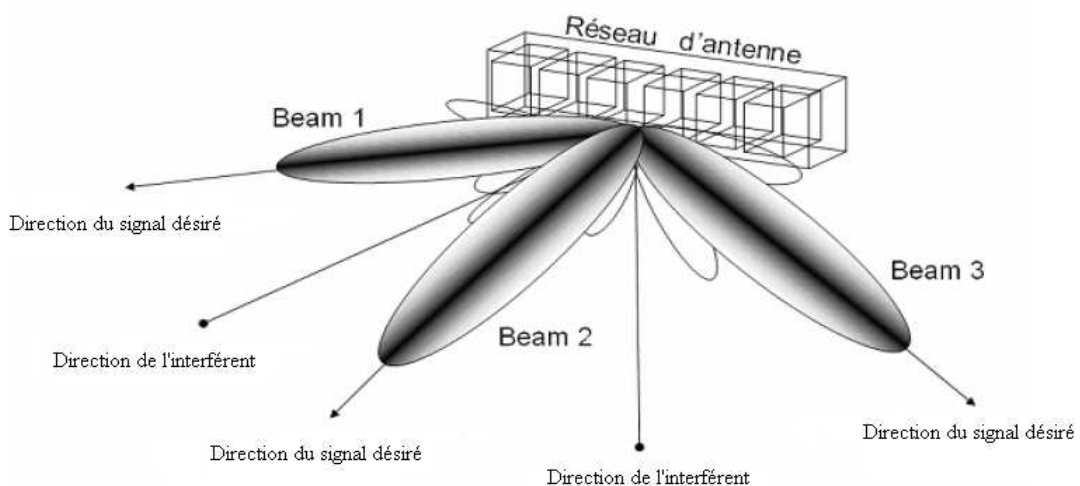


Figure III.10 : Principe de la formation de faisceaux.

Pour le contrôle et la formation des diagrammes, il est nécessaire d'appliquer une loi d'alimentation (c'est-à-dire une pondération) correspondante aux critères fixes (maximisation du gain dans une direction donnée, maîtrise du niveau des lobes secondaires,...) sur les éléments rayonnants.

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 : le réseau de formation de faisceaux analogique (*Analog Beamforming*) et le réseau de formation de faisceaux par le calcul ou numérique (*Digital Beamforming*). Le type de formation de faisceaux (*analogique ou numérique*) retenu dépend des contraintes de la mission envisagée.

Le premier type réalise la formation de faisceaux sur un support RF (*ligne de transmission, guide d'onde,...*), alors que le deuxième type réalise la formation de faisceaux sur un support numérique, beaucoup plus flexible. En fait, ce type de formateur est la somme de deux technologies : la technologie d'antenne et la technologie numérique.

La formation de faisceaux numériques permet de former de nombreux faisceaux alors que la FF analogique est limitée par la complexité du réseau de formation de faisceaux. Le fait de travailler avec des signaux numérisés facilite de plus les calculs de pondération. Par ailleurs, l'application de la loi d'alimentation par des coefficients numériques permet d'introduire plus facilement dans le système.

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. Il existe enfin un bon nombre d'algorithmes sous-optimaux basés sur le MV ou sur la distance euclidienne minimale.

Le choix d'une technique repose sur deux critères [13], les performances doivent être les moins dégradées possibles par rapport à une détection optimale en termes de taux d'erreurs et la mise en œuvre doit être la moins complexe possible.

III.7.1-Maximum de vraisemblance (ML)

Le maximum de vraisemblance est une stratégie indispensable et significative dans la théorie des correcteurs d'erreurs [12].

Dans les systèmes MIMO, le récepteur du maximum de vraisemblance demande une importante puissance de calcul, en particulier lorsque le nombre d'antennes et la taille de l'alphabet des symboles sont grands. Le récepteur du maximum de vraisemblance offre les meilleures performances en taux d'erreur binaire (TEB). En effet, il est optimal si les vecteurs émis s sont équiprobables, ce qui est le cas puisque les symboles s_i sont équiprobables et que les N voies émises en parallèles sont indépendantes. La détection à maximum de vraisemblance consiste à rechercher parmi tous les symboles possibles de la constellation celui qui minimise la distance euclidienne avec le symbole reçu.

$$S = \operatorname{argmin} \|y - H \cdot s\|^2 \quad (\text{III.17})$$

$$y = s \cdot H + \eta \quad (\text{III.18})$$

y : Le vecteur reçu de taille $1 \times N_r$.

η : La matrice $1 \times N_r$ de bruit.

s : Le vecteur transmis $1 \times N_t$ à chaque intervalle de temps.

H : La matrice $N_t \times N_r$ de canal.

Toutefois sa charge de calcul devient rapidement très importante car la complexité de cet algorithme croît exponentiellement avec le nombre d'antennes utilisées en émission et le nombre d'états M de la modulation. En effet, le récepteur doit comparer M^{N_t} solutions possibles avec le vecteur de signaux reçus. Il est possible de réduire cette complexité en utilisant un décodage par sphère.

Ce décodage consiste à limiter l'espace de recherche des symboles possibles à une zone restreinte. En diminuant l'espace de recherche, la complexité de l'algorithme diminue.

La difficulté de cet algorithme réside dans la détermination de l'espace de recherche concernant les symboles les plus probables. Il existe un autre moyen de détection de plus faible complexité. Il consiste à appliquer un filtrage linéaire sur le signal reçu.

L'algorithme de Viterbi est en général utilisé lors de la mise en œuvre du décodage à maximum de vraisemblance, en particulier dans le cas des codes STT.

III.7.2- Décodage par sphère

Etant donnée la grande complexité de l'algorithme du maximum de vraisemblance, spécialement pour les constellations de grande taille, de nombreux algorithmes sous-

optimaux, des améliorations des ASI (*Annulation Successive d'Interférences*) ou des dérivées du MV, ont vu le jour. Il est cependant possible d'approcher les performances du maximum de vraisemblance en gardant une complexité raisonnable [53].

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

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

Il est intéressant de noter que le décodeur par sphère converge plus rapidement que le décodeur MMSE. Cependant, la complexité du décodeur MMSE [14] reste inférieure à celle du décodeur par sphère.

III.7.3-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 [25].

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 a priori précisément le but recherché, idéalement, par l'égalisation. Ce faisant, l'interférence entre symboles est exactement compensée (pourvu que l'ensemble des filtres d'émission et de réception soit Nyquist), et l'on dit que l'interférence entre symboles est forcée à zéro. 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.7.4-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, à haut SNR, le récepteur MMSE tend vers le récepteur ZF. La prise en compte du bruit améliore sensiblement les performances [30].

III.7.5-Récepteur à retour de décision V-BLAST

Le principe de l'algorithme du récepteur V-BLAST a été présenté dans [40]. 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 (à chaque bonne décision). Cette étape est répétée jusqu'au dernier émetteur, le moins favorisé. Ce récepteur est aussi noté dans la littérature OSIC (*Ordered Successive Interference Cancellation*).

Les six étapes de la réception d'un vecteur sont les suivantes :

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

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

III.7.6-Détection par annulation d'interférence

Les techniques de détection précédemment présentées ne sont pas toujours satisfaisantes :

La détection ML est optimale, mais très complexe, la détection ZF augmente le niveau de bruit et la détection MMSE ne supprime pas toutes les interférences. Cependant d'autres techniques dites non linéaires qui reposent sur le principe de détection ZF ou MMSE et d'annulation successive (*SIC*) ou parallèle (*PIC*) d'interférences existent. Par exemple, dans l'algorithme V-BLAST proposé par [13], les symboles des antennes sont détectés successivement par une technique ZF ou MMSE puis les interférences sont supprimées en utilisant les symboles des antennes déjà détectés.

Il existe d'autres techniques de détection non linéaire qui s'avèrent plus performantes et efficaces. Ces techniques associent le codage de canal et la détection dans le système pour permettre un échange d'informations entre décodeur et détecteur selon le critère du MAP ou du MMSE.

III.8- Conclusion

L'utilisation du réseau d'antennes permet d'améliorer les performances d'un système sans-fil. Selon 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 présenté les différentes techniques MIMO ainsi que leurs capacités.

Ensuite, nous avons présenté un bref état de l'art sur les différentes techniques multi-antennes, tels que le codage spatio-temporel, multiplexage spatial et les MIMO Beamforming qui sont basées sur l'optimisation du SINR.

Finalement, nous avons présenté les récepteurs MIMO, les plus connus. En effet, le récepteur numérique le plus performant est celui qui utilise l'algorithme de maximum de vraisemblance. Cependant, ce type de récepteur présente une complexité considérable comparée aux autres types de récepteur et en plus, cette complexité croit en fonction du nombre d'antennes et du nombre d'état de la modulation mise en œuvre.

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.

Implémentation des algorithmes adaptatifs dans une chaîne MIMO

IV.1- Introduction

Nous proposons dans le cadre de cette étude en utilisant l'environnement **MATLAB**, des simulations liées à l'intégration d'un algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans une chaîne de transmission MIMO.

L'objectif principal de cette étude est d'établir un schéma pour la détermination du vecteur de pondération optimal d'émission et de réception grâce à un algorithme itératif mis à jour afin d'améliorer les performances des systèmes de transmission sans fil.

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

Trois parties distinctes sont présentées dans ce chapitre. 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. Dans la deuxième partie, nous présentons l'intérêt de l'impact du nombre d'antennes et ceci dans le but d'observer le profit de la diversité spatiale sur la technologie MIMO adaptative. La dernière partie de ce chapitre traite l'assimilation des modulations numériques (**M-QAM** et **M-PSK**) dans un système MIMO adaptatif. Cela nous permettra de choisir une des techniques à mettre en œuvre dans la réalisation d'un système MIMO adaptatif et de souligner les problématiques intéressantes que nous avons explorées dans le cadre de cette étude.

IV.2- Principe de l'algorithme MIMO adaptatif

La configuration MIMO Beamforming pour la transmission d'un flux de donnée est représentée par la **Figure IV.1**, le système se compose de trois grandes parties : 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 réceptrices et le canal de propagation MIMO contient un canal direct et jusqu'à 7 canaux retardés.

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

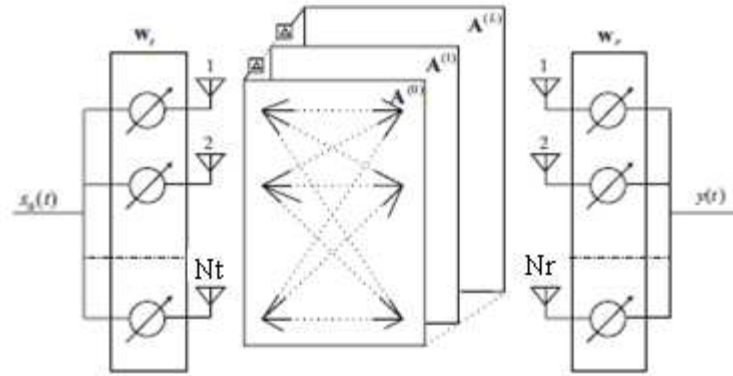


Figure IV.1: La configuration MIMO Beamforming.

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

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

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

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

L : Nombre de canaux retardés.

$$\mathbf{A}^{(i)} = \begin{pmatrix} a_{11}^{(i)} & a_{21}^{(i)} & \cdots & a_{1N_t}^{(i)} \\ a_{21}^{(i)} & a_{22}^{(i)} & \cdots & a_{2N_t}^{(i)} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ a_{Nr1}^{(i)} & a_{Nr2}^{(i)} & \cdots & a_{NrN_t}^{(i)} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.2})$$

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

Pour $i=0$, $\mathbf{A}^{(0)}$ est le canal d'information direct de l'onde précédente ; que nous considérons comme l'onde désirée dans cette étude.

Pour $i=1, \dots, L$; $\mathbf{A}^{(i)}$ est le $i^{\text{ème}}$ canal d'information retardé ; que nous considérons comme des ondes d'interférences.

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

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

$s_0(t)$: 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 :

$$\mathbf{w}_t = [w_{t1}, w_{t2}, \dots, w_{tM}]^T \quad (\text{IV.4})$$

$$\mathbf{w}_r = [w_{r1}, w_{r2}, \dots, w_{rN}]^T \quad (\text{IV.5})$$

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.

$$\langle |s_0|^2 \rangle = P_s \quad (\text{IV.6})$$

$$\langle |n_1|^2 \rangle = \langle |n_2|^2 \rangle \dots = \langle |n_N|^2 \rangle = P_N \quad (\text{IV.7})$$

$$1/\gamma = P_s/P_N \quad (\text{IV.8})$$

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

$$\eta(\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r) = \frac{\mathbf{w}_r^H \cdot \mathbf{A}^{(0)} \cdot \mathbf{w}_t \cdot \mathbf{w}_t^H \cdot (\mathbf{A}^{(0)})^H \cdot \mathbf{w}_r}{\sum_{i=1}^L \mathbf{w}_r^H \cdot \mathbf{A}^{(i)} \cdot \mathbf{w}_t \cdot \mathbf{w}_t^H \cdot (\mathbf{A}^{(i)})^H \cdot \mathbf{w}_r + \gamma \cdot \mathbf{w}_r^H \cdot \mathbf{w}_r} \quad (\text{IV.9})$$

L'équation (IV.9) 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 [24], ils ont proposé une solution pour l'estimation des vecteurs optimaux d'émission et de réception :

- **Estimations du vecteur de pondération de réception**

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

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**

$$\mathbf{w}_t^{(opt)} = \mathbf{R}_{nt}^{-1} \cdot \mathbf{A}^{(0)} \cdot \mathbf{w}_r / \|\mathbf{R}_{nt}^{-1} \cdot (\mathbf{A}^{(0)})^H \cdot \mathbf{w}_r\| \quad (\text{IV.11})$$

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

Cependant, les équations (IV.10) et (IV.11) 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 :

$$\bar{\mathbf{w}}_r(k) = \mathbf{R}_{nr}^{-1}(k-1) \cdot \mathbf{A}^{(0)} \cdot \mathbf{w}_t(k-1) \quad (\text{IV.12})$$

Où

$$\mathbf{R}_{nr}(k) = \sum_{i=1}^L \mathbf{A}^{(i)} \cdot \mathbf{w}_t(k) \cdot \mathbf{w}_t^H(k) \cdot (\mathbf{A}^{(i)})^H + \gamma \cdot \mathbf{I} \quad (\text{IV.13})$$

Et

$$\mathbf{w}_r(k) = \bar{\mathbf{w}}_r(k) / \|\bar{\mathbf{w}}_r(k)\| \quad (\text{IV.14})$$

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

$$\bar{\mathbf{w}}_t(k) = \mathbf{R}_{nt}^{-1}(k) \cdot (\mathbf{A}^{(0)})^H \cdot \mathbf{w}_r(k) \quad (\text{IV.15})$$

Où

$$\mathbf{R}_{nt}(k) = \sum_{i=1}^L (\mathbf{A}^{(i)})^H \cdot \mathbf{w}_r(k) \cdot \mathbf{w}_r^H(k) \cdot \mathbf{A}^{(i)} + \gamma \cdot \mathbf{I} \quad (\text{IV.16})$$

$$\mathbf{w}_t(k) = \bar{\mathbf{w}}_t(k) / \|\bar{\mathbf{w}}_t(k)\|$$

IV.4- Hypothèses 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 ;
- 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*) ;
- Nous imposons un $\frac{P_S}{P_N}$ élevé ; $\frac{P_S}{P_N} = 40$ dB ;
- M est le nombre de sous porteuses ;
- BER1 désigne que le trajet entre l'émetteur et le récepteur contient : un canal direct $A^{(0)}$ et un canal retardé $A^{(1)}$;
- BER2 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$;
- BER3 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et trois canaux retardés $A^{(1)}$; $A^{(2)}$ et $A^{(3)}$;
- BER4 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et quatre canaux retardés $A^{(1)}$; $A^{(2)}$; $A^{(3)}$ et $A^{(4)}$;
- BER5 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et cinq canaux retardés $A^{(1)}$; $A^{(2)}$; $A^{(3)}$; $A^{(4)}$ et $A^{(5)}$;
- BER6 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et six canaux retardés $A^{(1)}$; $A^{(2)}$; $A^{(3)}$; $A^{(4)}$; $A^{(5)}$ et $A^{(6)}$;
- BER7 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et sept canaux retardés $A^{(1)}$; $A^{(2)}$; $A^{(3)}$; $A^{(4)}$; $A^{(5)}$; $A^{(6)}$ et $A^{(7)}$.

IV.5- Maximisation du rapport SINR basant sur l'algorithme itératif

Dans cette partie nous montrons comment un système **MIMO adaptatif 4×4** améliore les performances d'une chaîne de transmission en termes du SINR. Nous présentons ici les résultats de simulations du rapport **SINR** en fonction du nombre d'itérations pour différents nombre de canaux retardés.

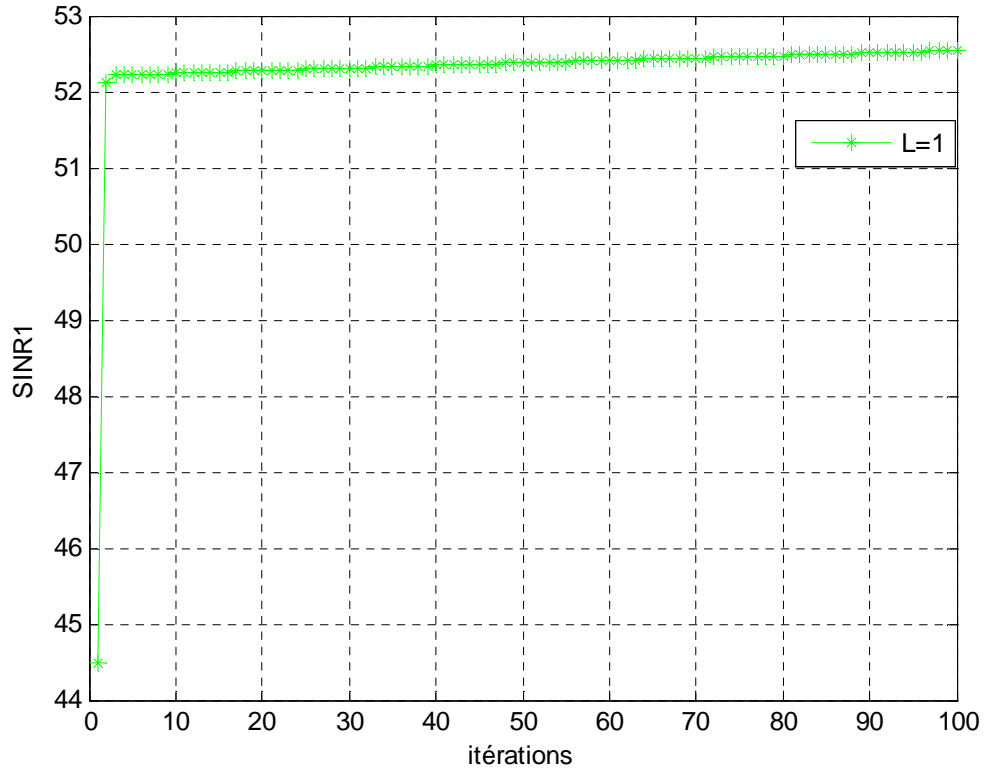


Figure IV.2: SINR pour un canal retardé.

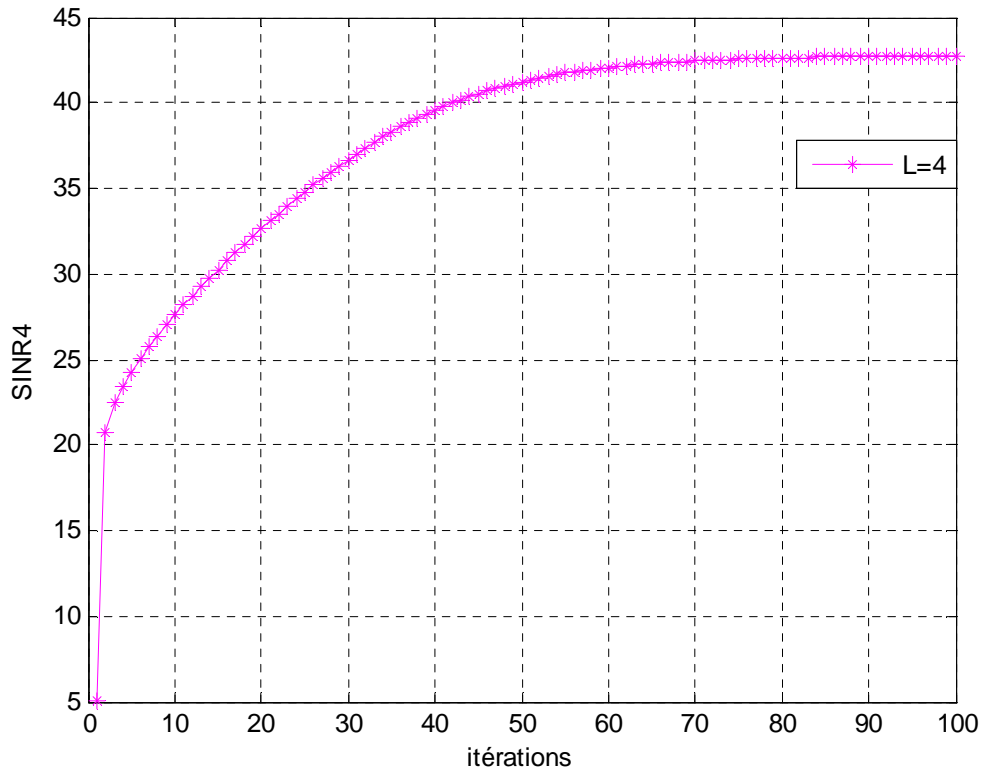


Figure IV.3 : SINR pour quatre canaux retardés.

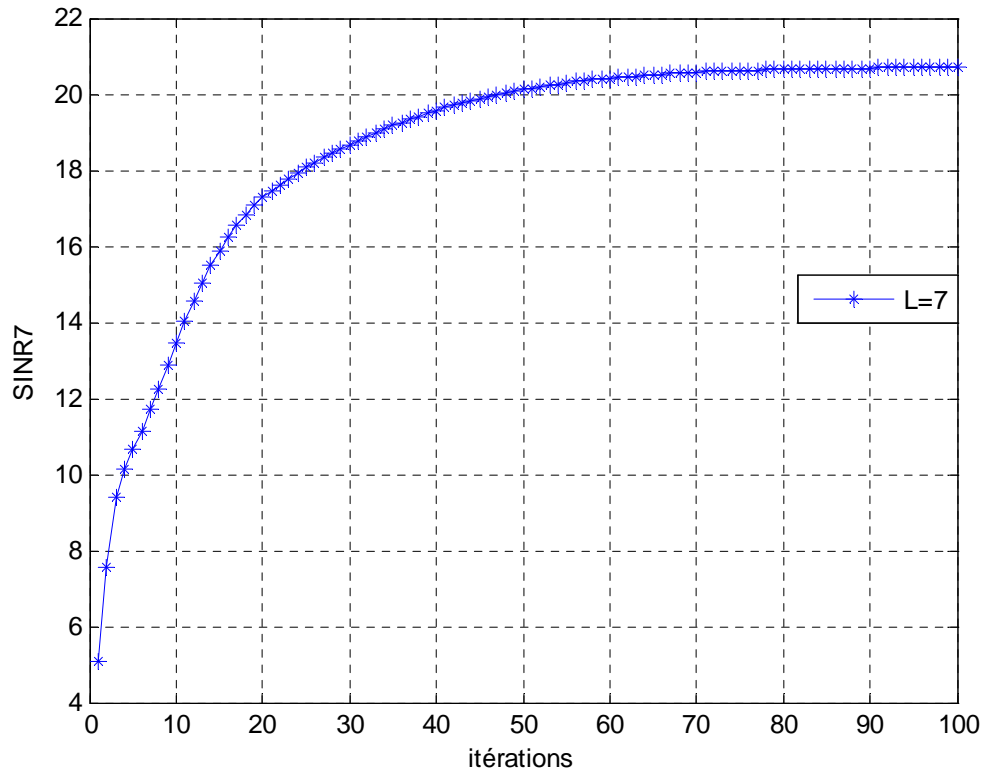


Figure IV.4: SINR pour sept canaux retardés.

Les résultats montrent que l'algorithme itératif dans un système MIMO 4×4 à l'émission et à la réception permet de maximiser le rapport SINR pour ($L=1$, $L=4$, $L=7$).

Les courbes du rapport SINR décroissent avec l'augmentation du nombre des canaux retardés.

IV.6- Influence du nombre d'antennes sur les performances du système

Dans l'étude d'une chaîne de transmission numérique, les performances du système sont généralement exprimées en termes de Taux Erreur Binaire (*TEB*) en fonction du Rapport Signal sur Bruit (*SNR*).

Pour cela, nous établirons un système MIMO adaptatif 2×2 , son schéma de principe est représenté par la Figure IV.1 et nous intégrons l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences décrit dans la section IV.3 au niveau d'émission et de réception.

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

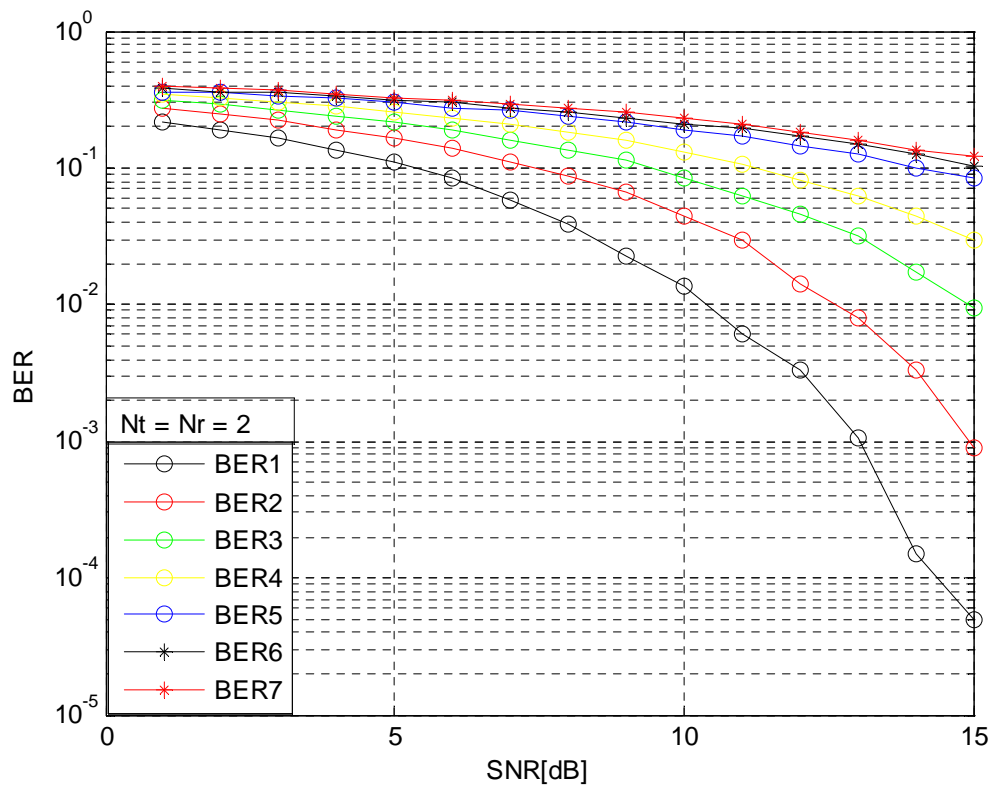


Figure IV.5 : Performances du système MIMO adaptatif 2×2/4-QAM.

Le taux d'erreur pour un système **MIMO adaptatif 2×2**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et un canal retardé $A^{(1)}$ ou un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$ est inférieur à 10^{-3} pour un SNR de 15dB, ce qui garantit la diminution de la probabilité d'erreur, donc une meilleure qualité de transmission.

Cependant, le taux d'erreur, avec un canal direct $A^{(0)}$ et plus de 2 canaux retardés est supérieur ou égale à 10^{-2} , 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 un degré de liberté suffisant pour combattre le bruit et l'évanouissement du canal.

L'intégration de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans un système **MIMO 2×2** avec un canal direct $A^{(0)}$ et un canal retardé $A^{(1)}$ ou un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$, au niveau d'émission et de réception a donné des solutions optimales.

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 un système **MIMO adaptatif 3×3, 4×4, 6×6 et 8 × 8**

Pour comparer les performances en termes du BER avec les différents nombre d'antennes, nous avons utilisé les mêmes paramètres de simulation utilisés précédemment.

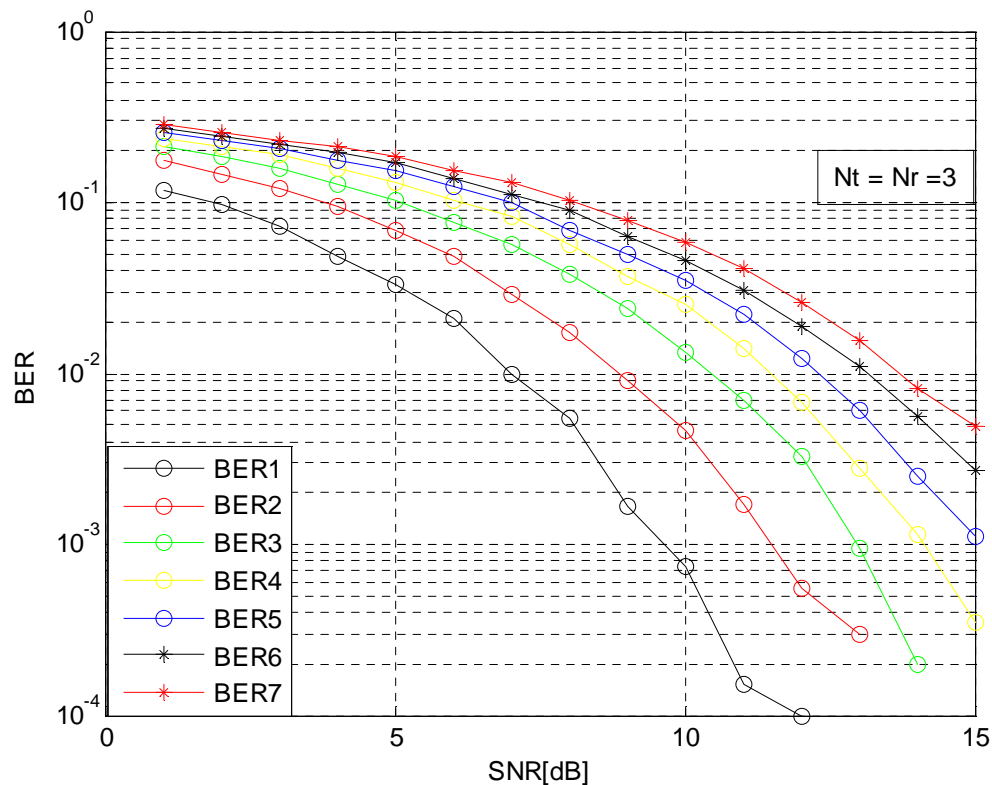


Figure IV.6 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 3×3.

Le taux d'erreur pour un système **MIMO adaptatif 3 × 3**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et cinq canaux retardés atteint la valeur de 10^{-3} pour différents valeurs du SNR, 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**.

L'intégration de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans un système **MIMO 3×3** avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à cinq canaux retardés, au niveau d'émission et de réception, a donné des solutions optimales.

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

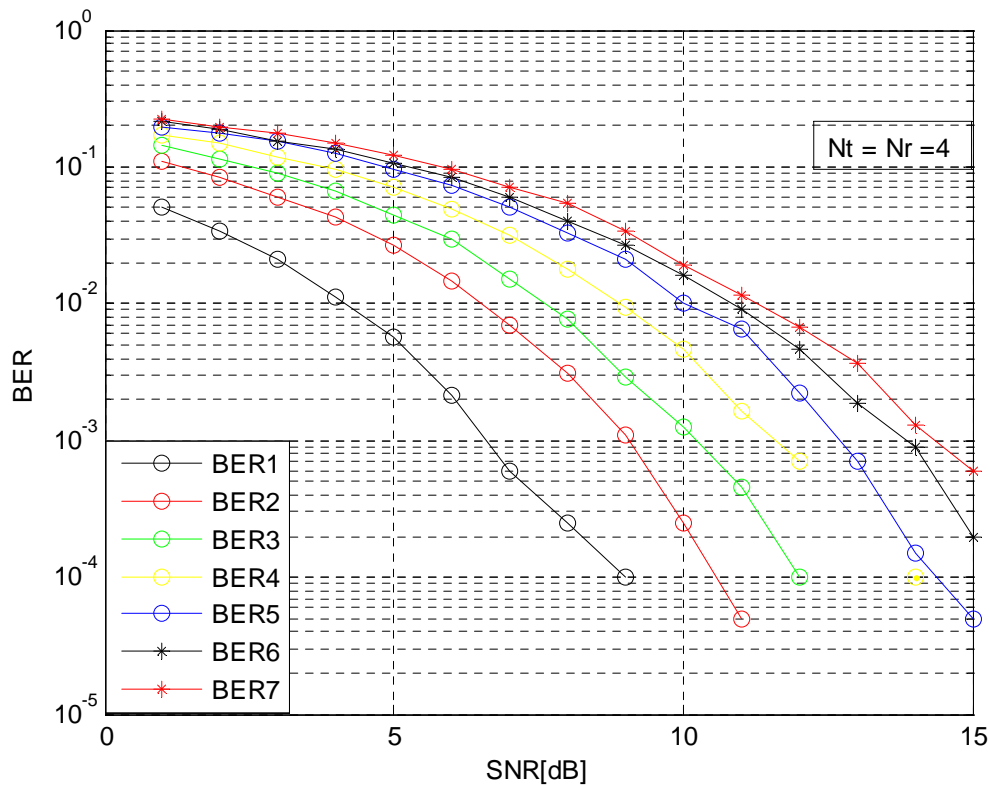


Figure IV.7 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4.

Le taux d'erreur pour le système **MIMO adaptatif 4 × 4**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à sept canaux retardés est nettement plus favorable ($BER7 < 10^{-3}$ pour un SNR de 15dB).

Le BER d'une chaîne de transmission **MIMO adaptatif 4 × 4**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à sept canaux retardés chute plus rapidement pour des SNR croissants.

L'assimilation de la diversité spatiale et l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans une chaîne de transmission sans fil améliore le BER de façon très importante, et permet d'avoir un signal optimal au niveau de la réception.

Nous constatons que l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences 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

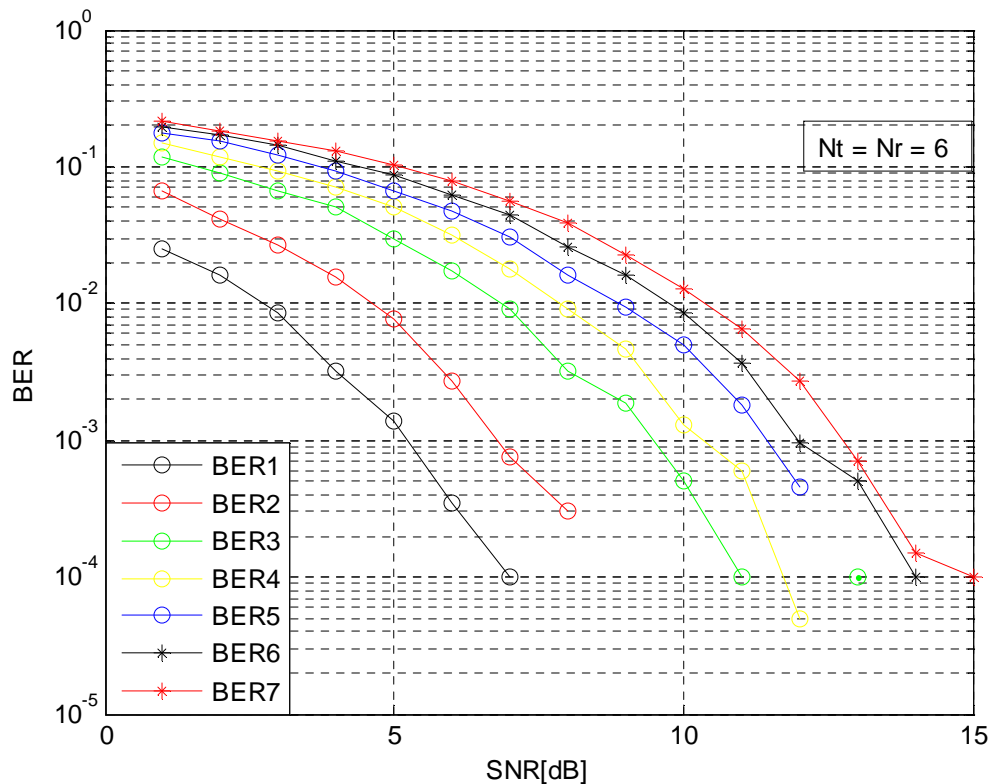
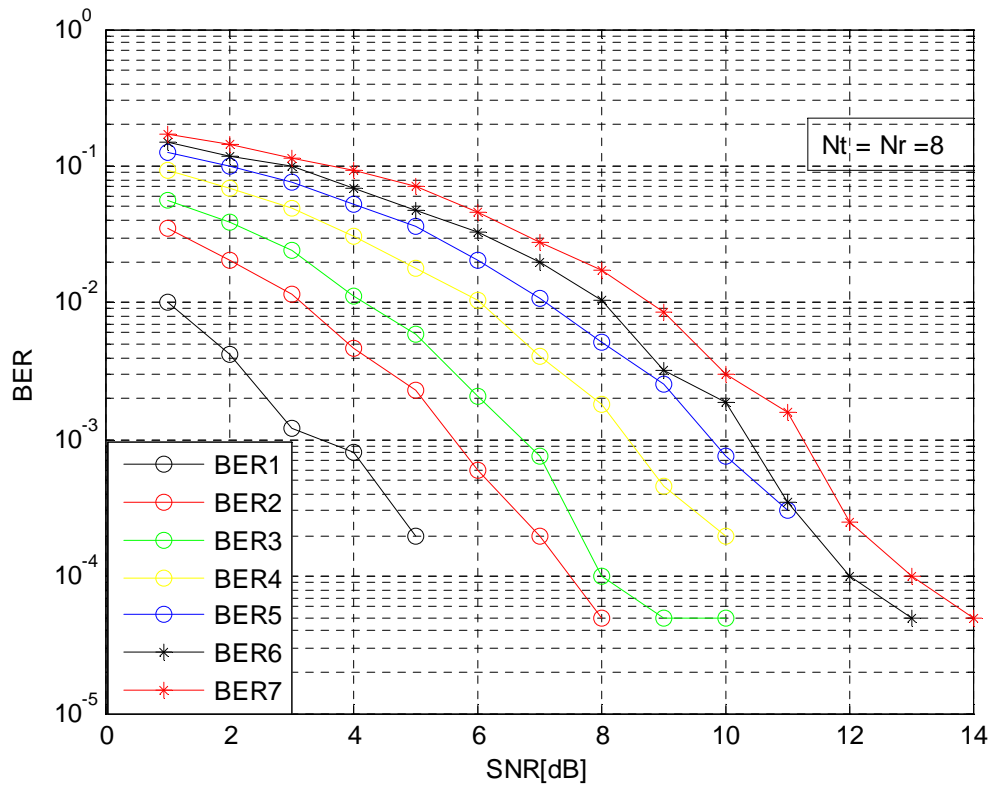


Figure IV.8: Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 6×6.

Le taux d'erreur pour un système **MIMO adaptatif 6 × 6**, avec un canal direct $A^{(0)}$ 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 dus 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 $A^{(0)}$ et jusqu'à sept canaux retardés, au niveau d'émission et de réception, a donné des solutions optimales.

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

 Figure IV.9 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 8×8 .

Le taux d'erreur pour le système **MIMO adaptatif 8×8** , avec un canal direct $A^{(0)}$ et sept canaux retardés est inférieur à 10^{-4} pour un SNR de 14dB.

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 de combattre les distorsions et les brouilleurs subissent par le signal lors de la transmission, ce qui permet d'améliorer d'une façon très importante les performances d'un tel système.

L'utilisation de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans un système **MIMO 8×8** , 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.6.6- Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif avec 7 canaux retardés

Cette partie de simulation s'intéresse à l'étude de l'association de la diversité spatiale et l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences avec un nombre important de canaux retardés (7 canaux retardés).

Il est à noter que les mêmes paramètres de simulation utilisés précédemment sont préservés.

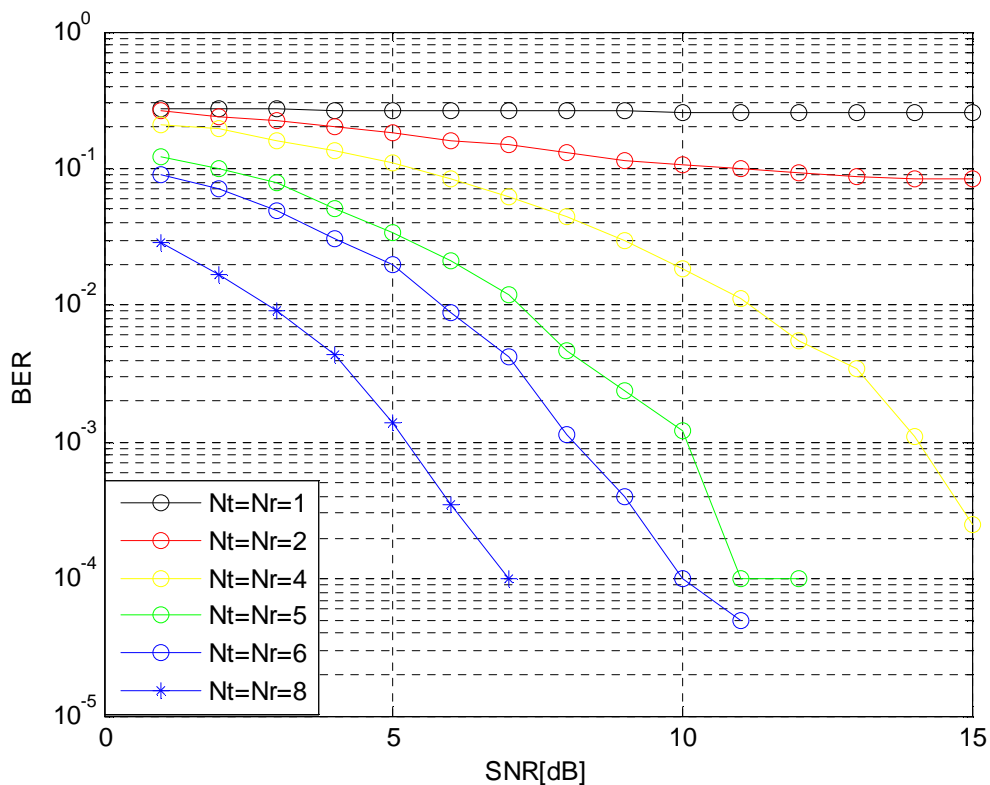


Figure IV.10 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif avec variation du nombre d'éléments d'antennes.

Le BER pour une chaîne de transmission MIMO avec ($N_t=N_r=1$ ou $N_t = N_r = 2$) est assez grand pour un SNR de 15dB.

Deux antennes à l'émission et à la réception ne sont pas suffisantes pour combattre les interférences et les trajets retardés et par conséquent l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences a donné des solutions non optimales pour un nombre important de canaux retardés.

Cependant, l'intégration de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences avec la diversité spatiale a donné des résultats nettement plus favorables malgré le nombre important de canaux retardés, par exemple :

Le BER pour $N_t = N_r = 4$ est inférieur à 10^{-3} pour un SNR de 15dB ;

Le BER pour $N_t = N_r = 6$ est inférieur à 10^{-4} pour un SNR de 11dB ;

Le BER pour $N_t = N_r = 8$ atteint la valeur 10^{-4} pour un SNR de 7dB ;

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

L'intérêt principal de cette troisième partie réside dans l'étude d'une chaîne de transmission **MIMO adaptatif 4×4** associée à une modulation M-QAM et une modulation M-PSK.

IV.7.1-MIMO adaptatif 4×4 associé à la modulation 8-QAM

Le problème posé dans cette partie de simulation est celui du choix de la **solution initiale**, nous signalons une réelle difficulté dans le choix de cette valeur, puisque la **solution initiale** classique a donné des résultats défectueux.

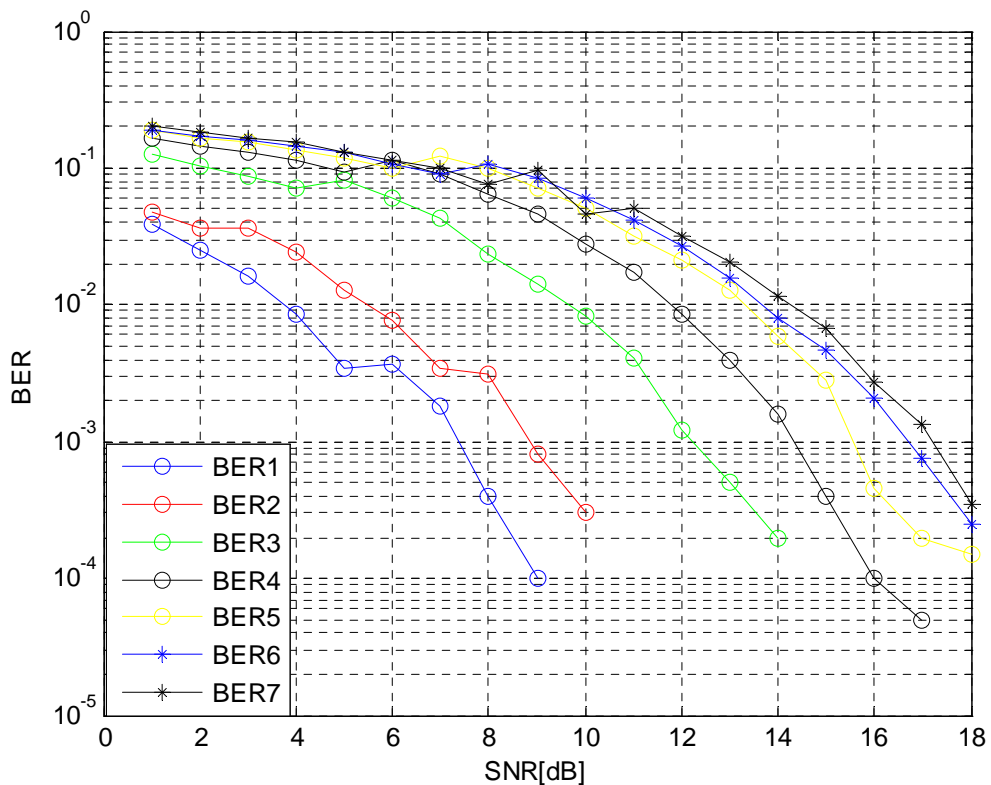


Figure IV.11 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif $4 \times 4/8$ -QAM.

Nous constatons que le système **MIMO adaptatif 4×4** associé à une modulation **8-QAM** donne les meilleures performances en termes de BER.

- BER1 atteint la valeur 10^{-4} pour un SNR de 9dB.
- BER5 est inférieur à 10^{-3} pour un SNR de 18dB.
- BER7 est inférieur à 10^{-3} pour un SNR de 18dB.

L'assimilation de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences, au niveau d'émission et de réception avec la modulation **8-QAM** dans le système **MIMO 4×4** avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à sept canaux retardés, a donné des solutions optimales.

IV.7.2- MIMO adaptatif 4×4 associé à la modulation 16-QAM

Plusieurs tests ont été effectués pour trouver la valeur initiale adéquate, nous soulignons que les solutions initiales trouvées précédemment, ont donné des résultats imparfaits pour le système **MIMO adaptatif 4×4** associé à la modulation **16-QAM**.

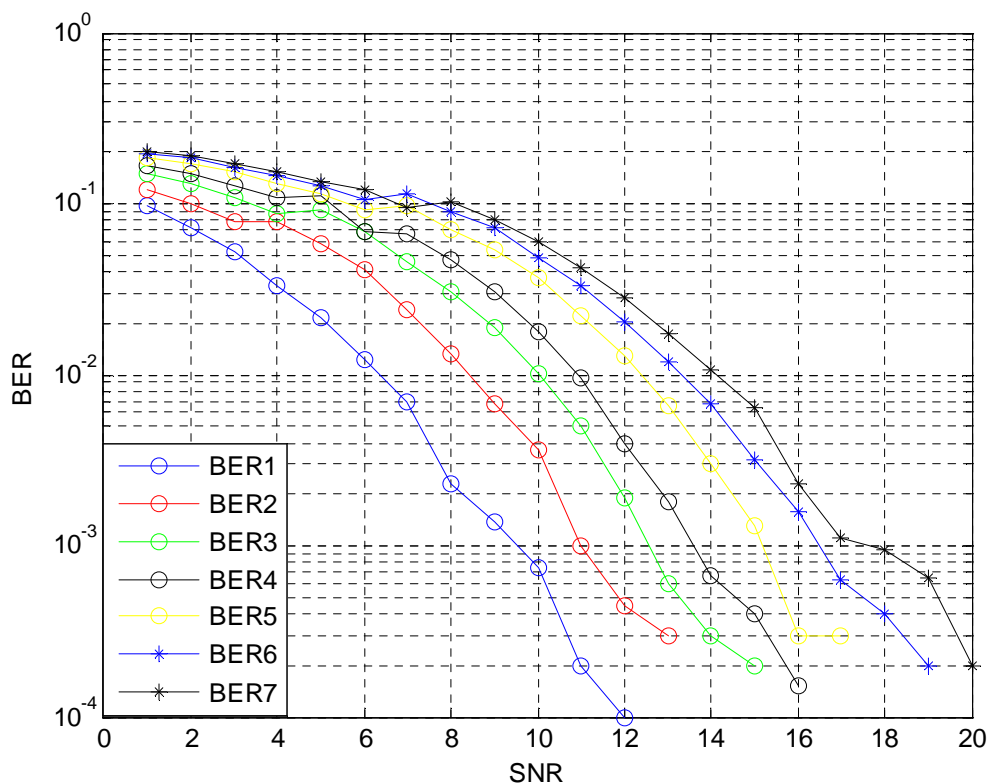


Figure IV.12 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif $4 \times 4/16-QAM$.

La **Figure IV.12** montre que des meilleurs résultats sont obtenus par le système **MIMO adaptatif 4×4** associé à la modulation **16-QAM** et à l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à sept canaux retardés.

IV.7.3- MIMO adaptatif 4×4 associé aux modulations BPSK, QPSK et 16-PSK

Nous signalons que la valeur initiale utilisée pour l'algorithme itératif, dans le système **MIMO adaptatif 4×4** associé à la modulation **4-QAM** est la meilleure valeur initiale qui sera utilisée dans cette partie de simulation.

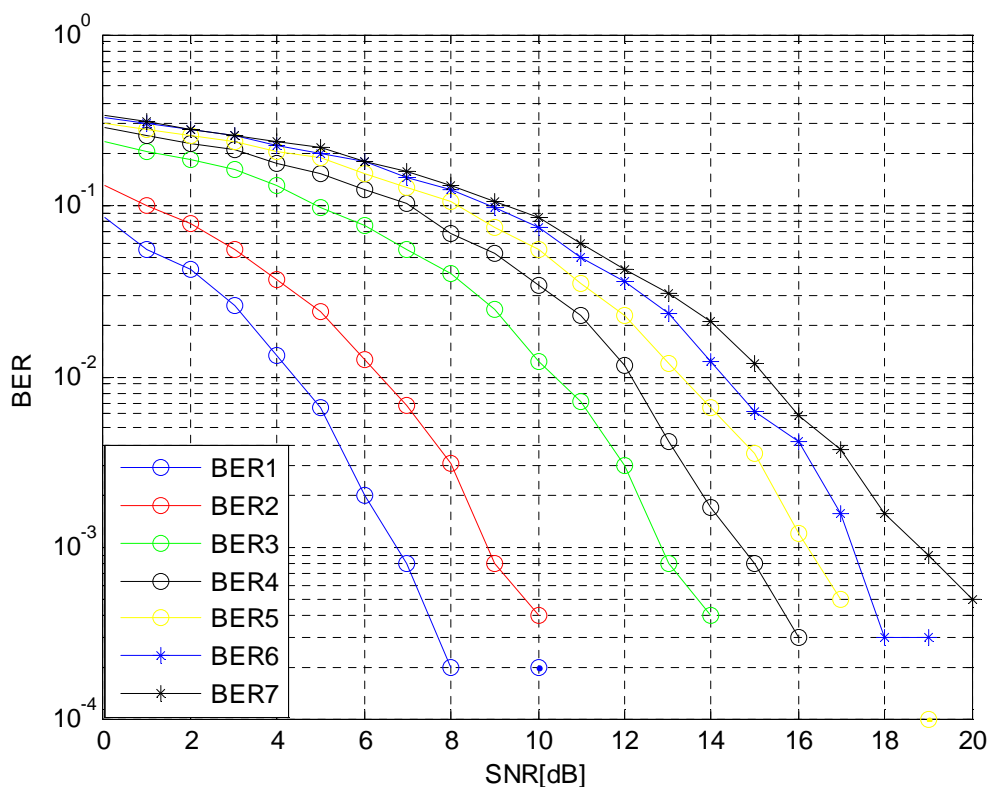


Figure IV.13 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4 /BPSK.

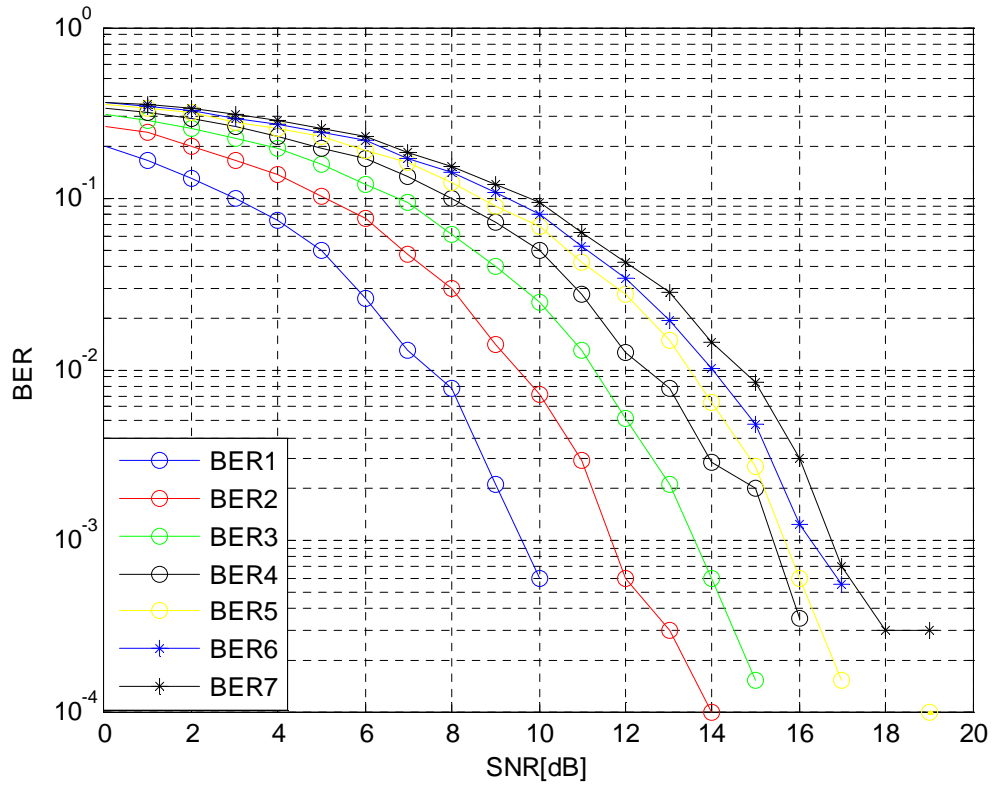


Figure IV.14 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4 /QPSK.

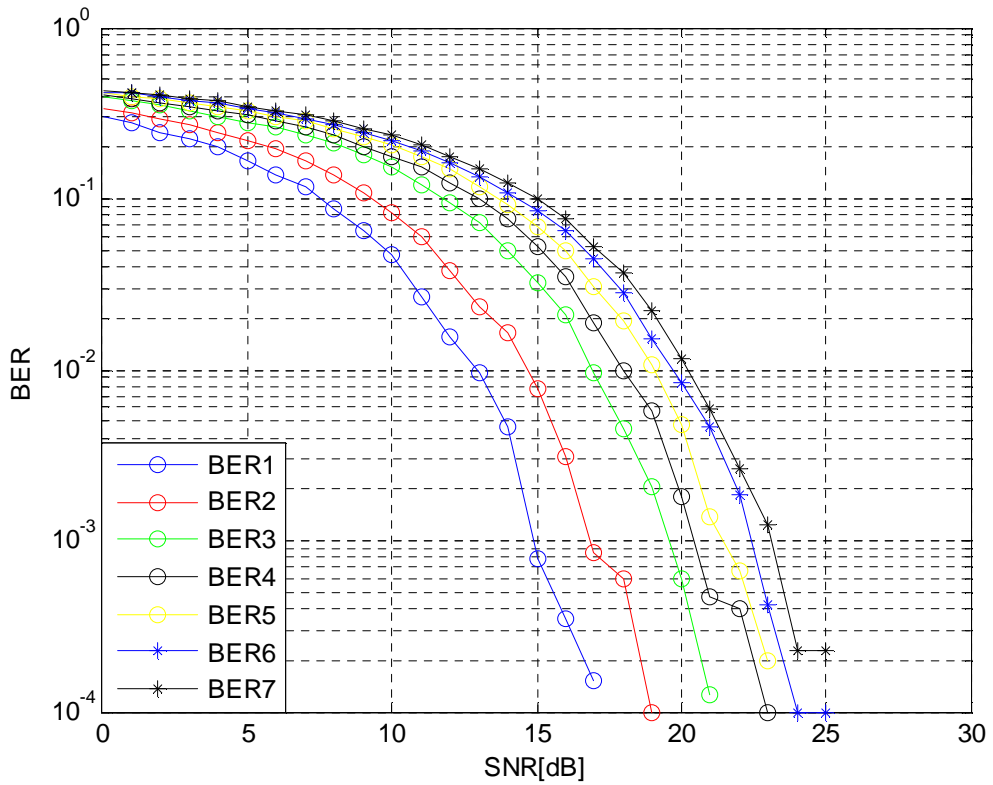


Figure IV.15 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4 /16-PSK.

Nous constatons d'après les résultats présentés dans les **Figure IV.13**, **Figure IV.14** et **Figure IV.15** que des meilleures performances sont obtenues pour le système **MIMO adaptatif 4×4** associé aux modulations **BPSK**, **QPSK** et **16-PSK**.

Nous remarquons aussi que le BER pour différents nombre de canaux retardés est inférieur à 10^{-3} , pour différentes valeurs de SNR.

Les BER pour le système **MIMO adaptatif 4×4** associé à la modulation **BPSK** sont légèrement meilleures que ceux de la modulation **QPSK** et de la modulation **16-PSK**.

L'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences associé aux modulations **BPSK**, **QPSK** et **16-PSK** donne des solutions optimales, avec un canal retardé et jusqu'à 7 canaux retardés.

Les résultats de cette troisième partie montrent que l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences proposé dans cette étude associé avec les modulations numériques, donne des meilleures performances. Il est à noter que les meilleurs résultats sont obtenus pour le cas de $M=4$.

IV.8- 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 notre méthode proposée, ce qui garantit une robustesse du lien de transmission. Les techniques **MIMO adaptatives** permettent d'améliorer les performances en offrant une meilleure efficacité spectrale et en réduisant la probabilité d'erreurs.

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 proposé croit proportionnellement avec l'ordre de diversité.

L'assimilation des modulations numériques à un système **MIMO adaptatif 4×4** , 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

Conclusion générale

Conclusion générale

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

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

Le **chapitre 1** a permis de définir le cadre et les contraintes qui constituent les bases de notre étude. Afin de proposer une solution pertinente vis-à-vis de ces contraintes, il convient notamment d'étudier les perturbations introduites par le canal radio mobile de propagation. En effet, la connaissance du comportement et des caractéristiques du canal est indispensable à la bonne adaptation du signal émis et au dimensionnement approprié du système associé.

La plupart des systèmes de télécommunications mobiles établissent le lien entre émetteur et récepteur sans que chacun des deux ne connaisse rien de la position de l'autre.

Dans ces conditions chaque système, lorsqu'il est en position d'émetteur, doit engendrer un rayonnement électromagnétique omnidirectionnel pour avoir l'assurance d'une transmission correcte des données vers le récepteur. Il apparaît qu'une telle manière de procéder, génère une dépense d'énergie inutile considérable puisque dans toutes les directions autres que celle du récepteur, cette énergie est rayonnée en pure perte. Une idée simple consiste à imaginer un dispositif qui localise la direction du récepteur, après quoi une technique classique de pointage électronique permettra de canaliser l'essentiel de l'énergie rayonnée dans sa direction.

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 **chapitre 3**, nous avons présenté les différentes architectures MIMO en définissant leurs capacités, les codes espace-temps (en treillis, en blocs orthogonaux et non orthogonaux) et les systèmes basés sur le multiplexage spatial ont été étudiés.

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

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

A l'heure actuelle, les systèmes de communications ne sont pas correctement exploités par la composante spatiale de la station radio mobile. Les systèmes de communications mobiles émettent et reçoivent des signaux sans ou avec un faibles gain d'antennes. Le but recherché dans le **chapitre 4** était de mettre au point des algorithmes adaptatifs sous un environnement **MATLAB**, afin d'optimiser l'exploitation des potentialités du système à l'émission et à la réception. Nous disposons donc de tels algorithmes pour améliorer les performances du système de transmission sans fil.

Le système **MIMO adaptatif** permet de maximiser le rapport **SINR** à la réception, en se basant sur l'algorithme itératif, ce qui garantie une robustesse du lien de transmission.

Les performances d'un tel système avec l'intégration de la diversité spatiale augmentent plus rapidement pour des SNR faibles et permet d'avoir un signal optimal au niveau de la réception. Notons que l'efficacité de cet algorithme croit proportionnellement avec l'ordre de diversité.

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

Les techniques **MIMO adaptatives** permettent d'améliorer les performances en offrant une meilleure efficacité spectrale et en réduisant la probabilité d'erreurs.

Les études menées dans le cadre de cette thèse ouvrent de nombreuses perspectives. Tout d'abord, nous avons constaté une réelle difficulté à établir le vecteur initial du procédé algorithmique itératif, nous signalons que la sélection de cette valeur initiale est encore sous le contrôle de nombreuses analyses. Comme perspectives, nous envisageons de poursuivre le travail en développant les points suivants :

- Des études complémentaires sur la valeur initiale du procédé algorithmique itératif afin d'avoir des BER nettement meilleurs.
- La combinaison de l'OFDM avec le système MIMO adaptatif ouvre la porte vers des communications hautes débits. Cependant, un système OFDM est très sensible à une erreur de fréquence porteuse qui détruit l'orthogonalité entre les porteuses. Cet effet va dégrader radicalement la performance du système. Dans ce contexte nous projetons d'aborder le problème de la synchronisation fréquentielle et temporelle.
- Développer la même étude, mais cette fois-ci pour l'association MIMO adaptatif-MCCDMA avec une étude comparative entre les deux cas de figure.

Annexe

Modulation numérique

En télécommunications, le signal transportant une information doit passer par un moyen de transmission entre un émetteur et un récepteur. Le signal est rarement adapté à la transmission directe par le canal de communication choisi. La modulation peut être définie comme le processus par lequel le signal est transformé de sa forme originale en une forme adaptée au canal de transmission. Le dispositif qui effectue cette modulation, en général électronique, est un modulateur. Le but des **modulations numériques** est d'assurer un débit maximum de données binaires, avec un taux d'erreur acceptable.

Dans cette partie, nous présentons quelques concepts de la modulation numérique utilisés dans notre système et dans plusieurs systèmes actuels de communication.

A.1- Modulation QAM

La modulation QAM ou modulation d'amplitude en quadrature de phase est une technique qui emploie une combinaison de modulation de phase et d'amplitude. C'est une modulation dite bidimensionnelle. Elle est largement employée par les modems pour leurs permettre d'offrir des débits binaires élevés.

Les combinaisons possibles en modulations QAM sont souvent représentées par une constellation de points représentant chacun un groupe de bits. L'ensemble des symboles possibles peut être représenté dans un diagramme de constellation, les axes X et Y étant respectivement les composantes en phase $I(t)$ et en quadrature $Q(t)$.

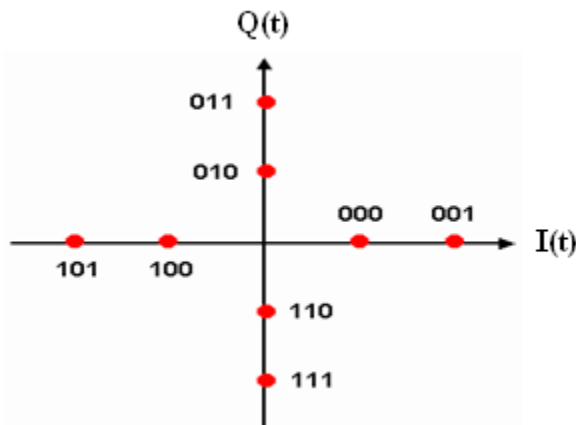


Figure A.1 : Exemple de la constellation 8-QAM.

La modulation 8-QAM requiert 2^3 soit 8 combinaisons binaires différentes ou chaque symbole est représenté par 3 bits. L'éloignement du point par rapport à l'origine indique l'amplitude, son angle indique le décalage de phase.

Dans une modulation QAM, chaque point de la constellation est situé aux valeurs $\{\pm a, \pm 3a, \pm 5a, \pm 7a \dots\}$, a étant défini selon l'énergie de l'impulsion utilisée pour le symbole.

En ne considérant le signal $m(t)$ que pendant une période T , pour $k = 0 \dots M-1$:

$$m(t) = a_k \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) - b_k \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) = \text{Re}[(a_k + j b_k) \cdot e^{j(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)}] \quad (\text{A.1})$$

Avec :

$$c_k = a_k + j b_k = A_k \cdot e^{j\varphi_k} \quad (\text{A.2})$$

En posant

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (\text{A.3})$$

$$\varphi_k = \text{arctg} \left(\frac{b_k}{a_k} \right) \quad (\text{A.4})$$

Le signal $m(t)$ s'écrit alors :

$$m(t) = A_k \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0 + \varphi_k) \quad (\text{A.5})$$

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans deux alphabets à M éléments (A_1, A_2, \dots, A_M) et (B_1, B_2, \dots, B_M) donnant ainsi naissance à une modulation possédant un nombre $E = M^2$ états. Chaque état est donc représenté par un couple (a_k, b_k) ou ce qui revient au même par un symbole complexe c_k .

A.2- PSK: Modulation par Phase Shift Keying

La modulation de phase associe à un code binaire une valeur de la phase de la porteuse. La vitesse peut être facilement augmentée en utilisant un code binaire sur 2, 3 bits ou plus sans augmentation de la fréquence de la porteuse et comme pour toute technique de modulation numérique, la phase en question ne peut prendre qu'un nombre fini de valeurs.

Le signal modulé en ne considérant que l'intervalle de temps $[kT, (k+1) T [$:

$$m(t) = A \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0 + \varphi_k) \quad (\text{A.6})$$

L'ensemble des phases φ_k possibles est donné par :

$$\varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \cdot \frac{2\pi}{M} \quad \text{lorsque } M > 2 \quad (\text{A.7})$$

$$\varphi_k = 0 \text{ ou } \pi \quad \text{lorsque } M = 2 \quad (\text{A.8})$$

La valeur $M = 2^n$ est le nombre de symboles pouvant être distingués. On voit que ces symboles sont répartis de manière uniforme sur un cercle de rayon 1.

L'expression (A.6) peut encore s'écrire :

$$m(t) = A \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \cdot \cos(\varphi_k) - A \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \cdot \sin(\varphi_k) \quad (\text{A.9})$$

La porteuse en phase $\cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)$ est modulée en amplitude par le signal $A \cdot \cos(\varphi_k)$ et que la porteuse en quadrature $\sin(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)$ est modulée en amplitude par le signal $A \cdot \sin(\varphi_k)$.

A.3- Modulation BPSK

La BPSK est une modulation à 2 états de phase, correspondant à $M=2$. Les 2 états de phases sont 0 et π , ici la modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase $\cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)$. C'est une modulation mono dimensionnelle. Le signal modulé s'écrit alors pour t appartenant à l'intervalle $[0, T[$:

$$m(t) = \pm A \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \quad (\text{A.10})$$

Il s'agit d'une modulation binaire puisqu'on a que 2 symboles +1 et -1.

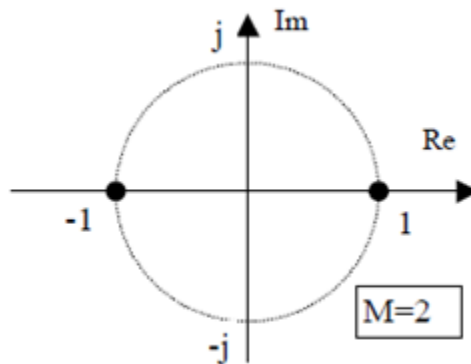


Figure A.2 : Constellation de la modulation de phase BPSK.

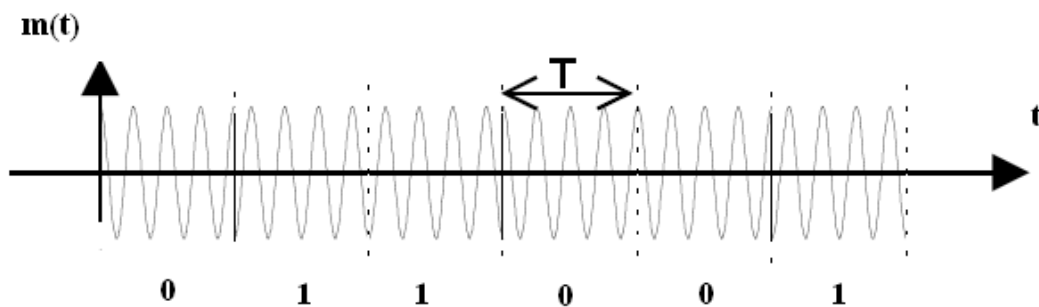


Figure A.3 : Chronogramme de la modulation de phase BPSK.

Cette modulation est la plus robuste de toutes les PSK car il faut une grande déformation du signal pour que le démodulateur se trompe sur le symbole reçu. Cependant on ne peut moduler qu'un seul bit par symbole, ce qui est un inconvénient pour les applications qui nécessitent un débit binaire élevé.

A.4- Modulation QPSK

C'est une modulation d'amplitude à deux niveaux sur chacune des porteuses en quadrature. Les bits du train binaire entrant sont groupés par deux pour former des symboles. La phase du signal modulé peut ainsi changer de $0, \pm \frac{\pi}{2}$ ou π en passant d'un symbole à l'autre. La QPSK s'obtient par une double modulation de 2 porteuses en quadrature par un groupe de 2 bits. Elle permet donc de transmettre, dans une bande passante donnée 2 fois plus d'information que BPSK.

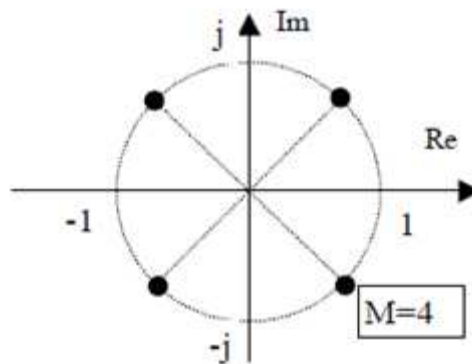


Figure A.4 : Constellation de la modulation de phase QPSK.

Symboles	Décalage de phase
00	0
01	$\pi/2$
11	π
10	$-\pi/2$

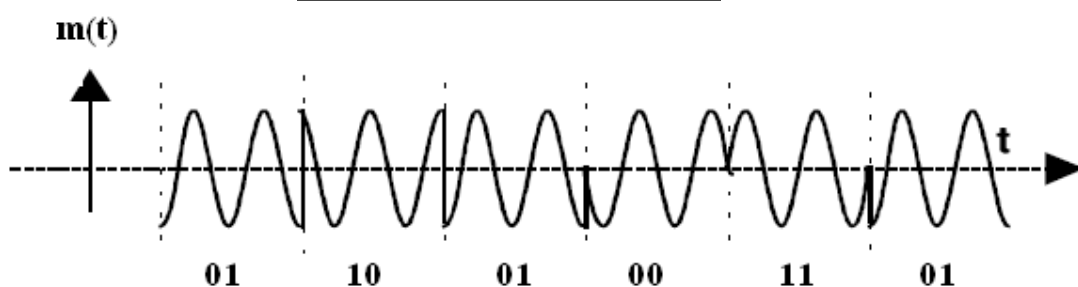


Figure A.5 : Chronogramme de la modulation de phase QPSK.

Résumé

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

La solution à ces problèmes consiste 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).

Le but de ce travail est de mettre au point des algorithmes 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 de concevoir de tels algorithmes pour améliorer les performances du système de transmission sans fil sans influencer sur la qualité d'émission et de réception.

Mots clés : *Technologie MIMO, Antennes intelligentes, Algorithmes adaptatifs, Réseaux adaptatifs d'antennes, Diversité d'antenne, Réseaux sans fil.*

Abstract

The propagation channels especially in urban areas and intra-building present a rich multipath propagation.

The solution to these problems is the combination (concentration) of all the energy available from the desired issuer and rejection at the reception of all signals interference from other systems. To do this, it should be 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 exploitation of the potentialities 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 technology, Smart antennas, Adaptive algorithms, Adaptive antenna systems, Antenna diversity, Wireless networks.*

تلخيص

قنوات الإرسال و لا سيما في المناطق الحضرية و داخل المباني تتجلى كقنوات متعددة المسارات . الحل لكل هذه المشاكل هو جمع (تركيز) كل الطاقة المتوفرة من المرسل المرغوب فيه و رفض كل إشارات النظم الأخرى عند الاستقلال و لهذا كان ضروريا تطوير تكنولوجيا MIMO التكيفية (MIMO adaptatif) . الهدف من هذه الأطروحة هو دراسة خوارزميات التكيفية من أجل الاشارات القابلة للتعديل و هذا من أجل تحسين القدرة التشغيلية للنظام في الإرسال و الاستقبال و من تم تصميم خوارزميات لأجل تحسين نظام الإرسال اللا سلكي دون التأثير على نوعية الإرسال و الاستقبال.

الكلمات المفتاحية : تقنية MIMO، الهوائيات الذكية، الخوارزميات المتكيفة، أنظمة الهوائيات المتكيفة، تنوع الهوائيات و النظام اللا سلكي .

Remerciements

Ce travail n'aurait pu se faire seul ! Ce sont les compétences, la disponibilité, le dynamisme et la bonne humeur de chacun, qui m'ont permis de poursuivre mes études et d'achever ce mémoire dans les meilleures conditions. C'est pourquoi je tiens chaleureusement à remercier ici toutes les personnes qui ont contribué de loin comme de près à ce travail.

Au moment où j'apporte les dernières retouches à mon travail, j'exprime mes reconnaissances et mes remerciements à Monsieur F.T. BENDIMERAD, Professeur à l'université d'ABOU BEKR BELKAID pour la confiance qu'il m'a témoigné et pour tous les renseignements et les conseils précieux qu'il m'a apporté avec précision, célérité et attention, ainsi que pour sa disponibilité tout au long de mon projet.

Je ne sais pas comment remercier Monsieur S.M. BAHRI, Maître de Conférences à l'université d'ABOU BEKR BELKAID, d'avoir accepté le suivi de mon projet et de s'être impliqué pleinement dans ce travail de recherche. Merci du fond du coeur pour sa confiance, sa patience et sa pédagogie. Merci pour tout ce qu'il a pu m'apporter, professionnellement et humainement parlant. C'est grâce à vous que le travail a pris cette forme.

Je suis sensible à l'honneur que nous à fait Monsieur M. CHIKH-BLED, Professeur à l'université d'ABOU BEKR BELKAID et Monsieur S.M. MERIAH, Professeur à l'université de Tlemcen, en acceptant de juger ce travail et d'en être les examinateurs. Nous remercions vivement Monsieur M. ABRI, Maître de Conférences à l'université de Tlemcen, pour avoir accepté avec beaucoup de bien veillance de participer à ce jury de mémoire malgré ses nombreuses occupations.

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.

Berhab Souad

A mon cher père

sans restriction

Pour son amour, sa patience et ses considérables sacrifices

Pour me parvenir à ce niveau

A ma chère mère

Pour son grand amour, ses sacrifices et toute l'affection

qu'elle me toujours offerte

À ma famille

À tous mes amis

A tous ceux qui j'aime et qui m'aiment

"En essayant continuellement on finit par réussir. Donc plus ça rate, plus on a des chances que ça marche !" Devise Shaddock

Résumé

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

La solution à ces problèmes consiste à combiner toute l'énergie disponible à partir de l'émetteur désiré et la réjection à la réception de tous les signaux interférences des autres systèmes. Pour ce faire, il convient de développer des techniques de transmission dites MIMO-adaptatives (Multiple Input, Multiple Output).

Le but de ce travail est de mettre au point des algorithmes 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 de concevoir de tels algorithmes pour améliorer les performances du système de transmission sans fil sans influencer sur la qualité d'émission et de réception.

Mots clés : *Technologie MIMO, Antennes intelligentes, Algorithmes adaptatifs, Réseaux adaptatifs d'antennes, Diversité d'antenne, Réseaux sans fil.*

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, it should be 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 exploitation of the potentialities 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 technology, Smart antennas, Adaptive algorithms, Adaptive antenna systems, Antenna diversity, Wireless networks.*

Table des Matières

Remerciements.....	i
Dédicaces	ii
Résumé.....	iii
Abstract.....	iv
Tables des Matières.....	v
Tables des Figures.....	ix
Acronymes et abréviations.....	vi
Introduction Générale	1

Chapitre 1 : Généralité sur la transmission sans fil

I.1- Introduction	3
I.2- La chaîne de transmission	3
I.3- Canaux de transmission.....	6
I.4- Description des phénomènes physique à l'intérieur du canal	7
I.4.1- Les phénomènes à grande échelle	7
I.4.2- Les phénomènes à petite échelle	7
I.4.3- Les bruits	8
I.5- Canaux à évanouissements.....	8
I.6- Sélectivité d'un canal de communication.....	10
I.6.1- Canal sélectif en fréquence.....	10
I.6.2- Canal sélectif en temps	10
I.6.3- Canal sélectif en temps et en fréquence.....	11
I.6.4- Canal non sélectif	11
I.7- Modélisation du canal de propagation	12
I.7.1- Le modèle de canal gaussien	12

I.7.2- Le modèle de Rayleigh	13
I.8- Notions de diversité.....	13
I.8.1- Diversité temporelle	14
I.8.2- Diversité fréquentielle	15
I.8.3- Diversité de polarisation.....	16
I.8.4- Diversité spatiale	17
I.8.5- Diversité angulaire.....	18
I.8.6- Diversité de parcours	19
I.8.7- Diversité spatio-temporelle	19
I.8.8- Diversité transformée	19
I.9- Techniques de combinaison de diversité.....	19
I.9.1- Combinaison par commutation	20
I.9.2- Combinaison par sélection	21
I.9.3- Combinaison par gain égal (EGC)	22
I.9.4- Combinaison par rapport maximal (MRC).....	22
I.10- Conclusion	23

Chapitre 2 : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

II.1- Introduction.....	24
II.2- Antennes réseaux	25
II.2.1- Principe	25
II.2.2- Cas d'un réseau linéaire à gradient de phase.....	26
II.2.3- Paramètres caractéristiques du diagramme de rayonnement.....	27
a. Réseau linéaire	28
b. Réseau planaire.....	31
c. Réseau circulaire.....	34
II.3- Antennes intelligentes	37
II.3.1- Récepteur d'antenne intelligente	37
II.3.2-Émetteur d'antenne intelligente.....	38
II.3.3- Concept d'antennes intelligentes	39
II.4- Avantages des antennes intelligentes	40
II.4.1- Réduction de la taille du motif (RTM).....	41
II.4.2- Accès Multiple par Réparation Spatiale (AMRS).....	42

II.5- Type des antennes intelligentes	44
II.5.1- Systèmes à faisceaux commutés (SBA).....	44
II.5.2- Antennes adaptatives.....	45
II.6- Formation de voies et annulation d'interférents	47
II.7- Formation de voies optimales	48
II.7.1- Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile	48
II.7.2- Technique basée sur un signal de référence	48
II.7.3- Algorithmes adaptatifs	49
a. Le LMS : algorithme du gradient stochastique	49
b. Le DMI : Inversion directe de la matrice de convergence	50
c. Le RLS : Algorithme des moindres carrés récursifs	50
d. Le CMA : Algorithme à module constant	51
e. L'AG : Algorithme génétique.....	51
II.8- Conclusion	53

Chapitre 3 : Technologie MIMO

III.1- Introduction	54
III.2- Présentation des systèmes multi-antenne	55
III.3- Concept et capacité des canaux MIMO	56
III.4- Système MIMO à base de codes spatio-temporels.....	60
III.4.1- Codage spatio-temporel en treillis	61
III.4.2- Codage spatio-temporel par blocs	62
III.5- Système MIMO à base de multiplexage spatial	65
III.5.1- D-BLAST.....	65
III.5.2- V-BLAST.....	66
III.5.3- H-BLAST.....	67
III.5.4- Turbo-BLAST.....	68
III.6- MIMO Beamforming	68
III.7- Récepteurs les plus courants.....	69
III.7.1- Maximum de vraisemblance (ML)	70
III.7.2- Décodage par sphère	70

III.7.3- Egaliseur par forçage à zéro (ZF)	71
III.7.4- Récepteur linéaire à erreur quadratique minimale (MMSE).....	71
III.7.5- Récepteur à retour de décision V-BLAST	72
III.7.6- Détection par annulation d'interférence.....	72
III.8- Conclusion	73

Chapitre 4 : Implémentation des algorithmes adaptatifs dans une chaîne MIMO

IV.1- Introduction	74
IV.2- Modèle de propagation sur le canal MIMO.....	74
IV.3- Hypothèses générales	75
IV.4- Détermination du vecteur de pondération d'émission et de réception	76
IV.5- Maximisation du rapport SINR basant sur l'algorithme itératif.....	78
IV.6- Influence du nombre d'antennes sur les performances du système	80
IV.6.1- Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 2×2	81
IV.6.2- Taux d'erreur pour le système MIMO adaptatif 3×3	82
IV.6.3- Taux d'erreur pour le système MIMO adaptatif 4×4	83
IV.6.4- Taux d'erreur pour le système MIMO adaptatif 6×6	84
IV.6.5- Taux d'erreur pour le système MIMO adaptatif 8×8	85
IV.6.6- Taux d'erreur pour le système MIMO adaptatif avec 7 canaux retardés	86
IV.7- Etude des performances du système MIMO adaptatif avec les modulations M-QAM et M-PSK	87
IV.7.1- MIMO adaptatif 4×4 associé à la modulation 8-QAM	87
IV.7.2- MIMO adaptatif 4×4 associé à la modulation 16-QAM	88
IV.7.3- MIMO adaptatif 4×4 associé aux modulations BPSK, QPSK et 16-PSK	89
IV.8- Conclusion.....	91

Conclusion générale	93
----------------------------------	-----------

Annexe.....	96
--------------------	-----------

Références Bibliographiques

Table des Figures

Figure I.1 : Une chaîne de transmission sans fil	5
Figure I.2 : Représentation du canal radiomobile. Distinction entre canal de propagation et canal de transmission	6
Figure I.3 : Fluctuations à petite et à grande échelle de la réponse du canal.....	8
Figure I.4 : un canal sélectif en fréquence	10
Figure I.5 : Comparaison montrant un canal non sélectif	11
Figure I.6 : Tableau récapitulatif des différentes sélectivités	12
Figure I.7 : Représentation d'un canal à BBAG	13
Figure I.8 : Transmission sur plusieurs intervalles temporels	15
Figure I.9 : Transmission sur plusieurs intervalles fréquentiel	16
Figure I.10 : Diversité de polarisation illustrée par deux dipôles, un dans la direction « x » et l'autre dans la direction « z »	16
Figure I.11 : La diversité spatiale illustrée par trois antennes (identiques) séparée par les distances r_1 , r_2 et r_3	18
Figure I.12 : La diversité angulaire illustrée par trois antennes cornées directionnelles, les lignes pointillées indiquent des modèles de directivité	18
Figure I.13 : Combinaison générale de signaux reçus sur un système multi-antennes	20
Figure I.14 : Combinaison par commutation.	21
Figure I.15 : Combinaison par sélection (SC)	21
Figure I.16 : Combinaison par gain égal (EGC)	22
Figure I.17 : Combinaison par rapport maximal (MRC).....	23
Figure II.1 : Schéma de principe d'une antenne réseau	25
Figure II.2 : Schéma représentatif d'un réseau linéaire	27
Figure II.3 : Différentes configurations géométriques des réseaux, linéaire (a), planaire (b) et circulaire (c).....	28
Figure II.4 : Réseau linéaire	28
Figure II.5 : Diagrammes de rayonnement de réseau linéaire	30
Figure II.6 : Réseau planaire	31
Figure II.7 : Diagrammes de rayonnement de réseau planaire	33
Figure II.8 : Réseau circulaire	34
Figure II.9 : Diagrammes de rayonnement de réseau circulaire	36
Figure II.10 : Antenne intelligente réceptrice	38

Figure II.11 : Antenne intelligente émettrice	39
Figure II.12 : Le principe de base d'une antenne intelligente	40
Figure II.13 : Le concept cellulaire.....	41
Figure II.14 : Principe de la technique RTM	42
Figure II.15 : Principe de la technique SDMA : (a) Faisceaux formés - (b) Structure du réseau (BTS).....	44
Figure II.16 : Réseau d'antenne adaptative	45
Figure II.17 : Configuration de l'antenne pour la formation de voies	48
Figure III.1 : Illustration de l'évolution des besoins en termes de transferts d'informations	55
Figure III.2 : Le concept MIMO	57
Figure III.3 : Capacités de systèmes SIMO et MIMO à 4 et 8 antennes par rapport au canal SISO.....	59
Figure III.4 : Le schéma de principe du codage spatio-temporel.....	61
Figure III.5 : Diagramme de treillis pour un STTC à 4 états utilisant $N_t = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4.....	62
Figure III.6 : Architecture d'un transmetteur D-BLAST.....	65
Figure III.7 : Architecture d'un transmetteur V-BLAST.....	66
Figure III.8 : Principe de l'architecture de modulation V-BLAST	67
Figure III.9 : Architecture d'un transmetteur H-BLAST.....	67
Figure III.10 : Principe de la formation de faisceaux	68
Figure IV.1 : La configuration MIMO Beamforming	75
Figure IV.2 : SINR pour un canal retardé	79
Figure IV.3 : SINR pour quatre canaux retardés.....	79
Figure IV.4 : SINR pour sept canaux retardés.....	80
Figure IV.5 : Performances du système MIMO adaptatif $2 \times 2/4$ -QAM.....	81
Figure IV.6 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 3×3	82
Figure IV.7 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4	83
Figure IV.8 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 6×6	84
Figure IV.9 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 8×8	85
Figure IV.10 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif avec variation du nombre éléments d'antennes	86
Figure IV.11 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif $4 \times 4/8$ -QAM.....	87
Figure IV.12 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif $4 \times 4/16$ -QAM.....	88

Figure IV.13 : <i>Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4/BPSK</i>	89
Figure IV.14 : <i>Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4/QPSK</i>	90
Figure IV.15 : <i>Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4/16-PSK</i>	90

Acronymes et Abréviations

AG	Algorithme Génétique
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
CDMA	Code Division Multiple Access
CMA	Constant Modulus Algorithm
CSI	Canal State Information
D-BLAST	Diagonal-Bell Labs Space Time Architecture
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications
DMI	Direct Matrix Inverse
DoA	Direction of Arrival
DSP	Digital Signal Processing
EGC	Equal Gain Combination
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GSM	Global System for Mobile communications
H-BLAST	Horizontal-BLAST
HiperLAN	High performance radio LAN
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
IEEE	Institut of Electrical and Electronic Engineers

IES	I nterférences E ntre S ymboles
LAN	L ocal A rea N etwork
LCMV	L inearly C onstrain M inimum V ariance
LMS	L east M ean S quare
MAP	M aximum de vraisemblance A P osteriori
MDP	M odulation par D éplacement de P hase
MIMO	M ultiple I nput M ultiple O utput
MISO	M ultiple I nput S ingle O utput
ML	M aximum L ikelihood
MMSE	M inimum M ean S quare E rror
MRC	M aximal R atio C ombination
MS	M ultiplexage S patial
MV	M aximum de V raisemblance
N/A	N umérique/ A nalogique
OSTBC	O rthogonal S pace T ime B lock C ode
PSK	P hase S hift K eying
QAM	Q uadrature A mplitude M odulation
QPSK	Q uadrature P hase S hift K eying
RF	R adio F réquence
RIF	R éponse I mpulsionnelle F inie
RLS	R ecursive L east S quares
RTM	R éduction de la T aille du M otif
SBA	S witched B eam A ntennas
SC	S election C ombination
SDMA	S pace D ivision M ultiple A ccess

SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
STB	Space Time Block
STBC	Space Time Block Code
STTC	Space Time Trellis Code
TDMA	Time Division Multiple Access
TEB	Taux d'Erreur Binaire
V.A	Variable Aléatoire
V-BLAST	Vertical - Bell Labs Space Time Architecture
WLAN	Wireless Local Area Network
ZF	Zero Forcing
1xEV-DO	Evolution-Data Optimized

Introduction générale

Introduction générale

Depuis quelques années les transmissions numériques sans fil sont en pleine expansion avec les satellites, la radio et la télévision numériques, la domotique et bien sûr les téléphones mobiles. Les ressources en canaux de transmission sont de plus en plus saturées, en particulier dans la bande de la téléphonie mobile et présentent une propagation riche en trajet multiples. Deux problèmes majeurs se produisent dans cet environnement :

- ❖ Ces systèmes de communications mobiles utilisent seulement une petite partie de l'énergie rayonnée ;
- ❖ Les liaisons de transmission sont brouillées par des interférences et par des signaux provenant d'autres utilisateurs.

Ces problèmes sont accrus par l'arrivée de nouveaux services tels que l'accès à internet et la transmission d'images via les téléphones mobiles. Ces services demandent des débits de plus en plus importants et comme le nombre d'utilisateurs continue d'augmenter, la quantité d'information transmise croît très rapidement.

Une solution pour pallier à la saturation des ressources consiste à améliorer l'efficacité spectrale des communications, c'est à dire le débit utile par unité de bande occupée. Cela peut se faire au niveau du type de signal émis, avec des modulations et/ou des codages plus efficaces. Toutefois les systèmes actuels sont déjà performants et la limite théorique donnée par la capacité de Shannon reste toujours insuffisante pour les besoins futurs.

Une autre solution 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. L'idée générale est

de tirer profit de la dimension spatiale du canal et d'exploiter les trajets multiples plutôt que de les supprimer.

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

Organisation du document

Le mémoire s'articule en 4 chapitres :

1. Le premier chapitre introduit rapidement une chaîne de transmission, l'étude du canal radio pour représenter les défis que les MIMO doivent y relever, notamment les canaux BBAG et à évanouissements de Rayleigh. Ce dernier est le mieux adapté aux communications radio-mobiles dans un environnement multi-trajets. Nous allons présenter aussi les différentes sortes de diversité en particulier la diversité spatiale susceptible d'améliorer la qualité de transmission. Enfin les procédés de combinaisons appliqués pour le traitement des signaux à la réception seront présentés.
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 trois 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'observer l'intérêt de cette dernière et minimiser le taux d'erreur afin d'obtenir des meilleures qualités du signal à la réception. Enfin, 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.

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

Généralité sur la transmission sans fil

Généralité sur la transmission sans fil

I.1- Introduction

Dans ce chapitre nous présenterons un rappel des fonctionnements de communication numérique et des phénomènes physiques à l'intérieur du canal.

La propagation de l'onde électromagnétique assure un lien entre l'émetteur et le récepteur, nommé « *canal de propagation* ». Il est indispensable au développement d'une chaîne de communication. La représentation et la caractérisation du canal seront traitées ultérieurement. Le canal de propagation subit des variations significatives dans le temps, l'espace et la fréquence. Certaines techniques ont été alors proposées dans la littérature à titre d'exemple les techniques de diversité pour lutter contre les fluctuations du canal.

Dans ce chapitre, nous allons décrire une chaîne de transmission y compris les canaux et les phénomènes physiques à l'intérieur de ces derniers ainsi que leurs différents types. Par la suite, nous allons présenter les différentes techniques de diversité pour lutter contre les évanouissements. La fin du chapitre sera consacrée aux procédés de combinaisons appliqués pour le traitement des signaux à la réception.

I.2- Chaîne de transmission

Le but d'un système de communication à distance avec fil ou sans fil est de transmettre de l'information d'un point à un ou plusieurs points. Le schéma de principe d'une chaîne de transmission [32] est représenté sur la **Figure I.1**. Le système se compose de trois grandes parties : un émetteur, un récepteur et le milieu de propagation appelé « *canal de propagation* ». L'émetteur a pour objectif d'adapter l'information de la source avant de transmettre à travers un canal de propagation. En effet, à partir du signal reçu, le récepteur fait l'opération pour récupérer l'information de la source. Sur la **Figure I.1**, les opérations duales effectuées à l'émetteur et au récepteur sont le codage et le décodage de source, le codage et le décodage de canal, la modulation et la démodulation. Nous allons maintenant d'écrire brièvement les différentes fonctions mises en œuvre dans la chaîne de transmission.

Notons que ces fonctions peuvent traiter l'information de façon individuelle ou collective qui dépend de la conception appliquée.

Pour réaliser une transmission numérique [44], le message à transmettre doit être mis en forme numérique. Si la source délivre un message analogique tel que le signal de parole ou le signal d'image, il est indispensable de le numériser. Lorsque le message analogique est échantillonné, le théorème de Shannon doit être respecté. Chaque échantillon est quantifié et puis converti sur des éléments binaires.

Le codage de source permet de compresser l'information moins utile sans perte d'information de façon à réduire le coût de la bande passante de la communication. Cette séquence binaire compressée de sortie du codeur de source est appelée séquence d'information. Dans ce qui suit, nous supposons que la séquence d'information est une suite d'éléments binaires indépendants et identiquement distribués sur l'alphabet $\{0, 1\}$. Le nombre de données binaires émis par unité de temps définit le débit binaire $D = 1/T_b$ bit/s ou T_b est la durée d'un bit en seconde. La quantité d'information, l'entropie, se mesure à partir de la probabilité respective des éléments binaires. Notons qu'il existe l'opération inverse de ce codage de source utilisée au récepteur.

Après la numérisation et le codage de source, il existe une fonction spécifique pour des transmissions numériques qui permet d'améliorer la qualité de transmission. Cette fonction est appelée « *codage de canal* » qui a pour objectif de détecter et/ou corriger des erreurs en réception. Le codage de canal insère des éléments binaires dans la séquence d'information.

Des éléments binaires ajoutés sont appelés « *Redondance* ». Cette opération mène alors à une réduction du débit utile binaire de la transmission. Le décodage de canal doit connaître le type de codage utilisé à l'émission pour corriger des erreurs correctement. Sinon, il est possible de créer des erreurs en plus, lors de la sortie du décodage du canal. Notons que certains types de codage ne sont pas très utilisés, car ils augmentent la complexité du système en émission et en réception.

Pour transmettre le message numérique en tant qu'une séquence d'éléments binaires, il est nécessaire de le convertir en un signal analogique. Cette opération est généralement appelée « *Modulation* ». La modulation consiste à transmettre un ensemble de n éléments binaires issu du message. Cet ensemble d'éléments binaires correspond à un signal $S_i(t)$, $i = 1, \dots, M$ de durée $T_s = n.T_b$, parmi $M = 2^n$ signaux en fonction de la réalisation de n éléments binaires. La séquence binaire de débit D est modulée par la séquence à M -aire états avec la rapidité de modulation R exprimée en Bauds. La rapidité de modulation peut s'exprimer par

$$R = \frac{1}{T_s} = \frac{D}{\log_2 M} \quad (\text{I.1})$$

Un élément supplémentaire, le filtrage, qui assure la mise en forme définitive du signal avant l'émission, compte tenu du codage ou de la modulation utilisée et des contraintes du canal.

Il est exploité pour limiter sa bande de fréquence, ce qui permet de partager le même milieu de transmission à plusieurs utilisateurs sans problème d'interférence.

Dans le cadre de transmission sans fil, une antenne émettrice ou un réseau d'antennes permet de transformer les signaux analogiques en des ondes électromagnétiques. Le signal émis se propage à travers le milieu de propagation qui subit des perturbations. Le milieu de propagation est caractérisé par plusieurs effets qui seront présenté ultérieurement. Au récepteur, une autre antenne ou un réseau d'antennes consiste à convertir les ondes électromagnétiques en des signaux analogiques.

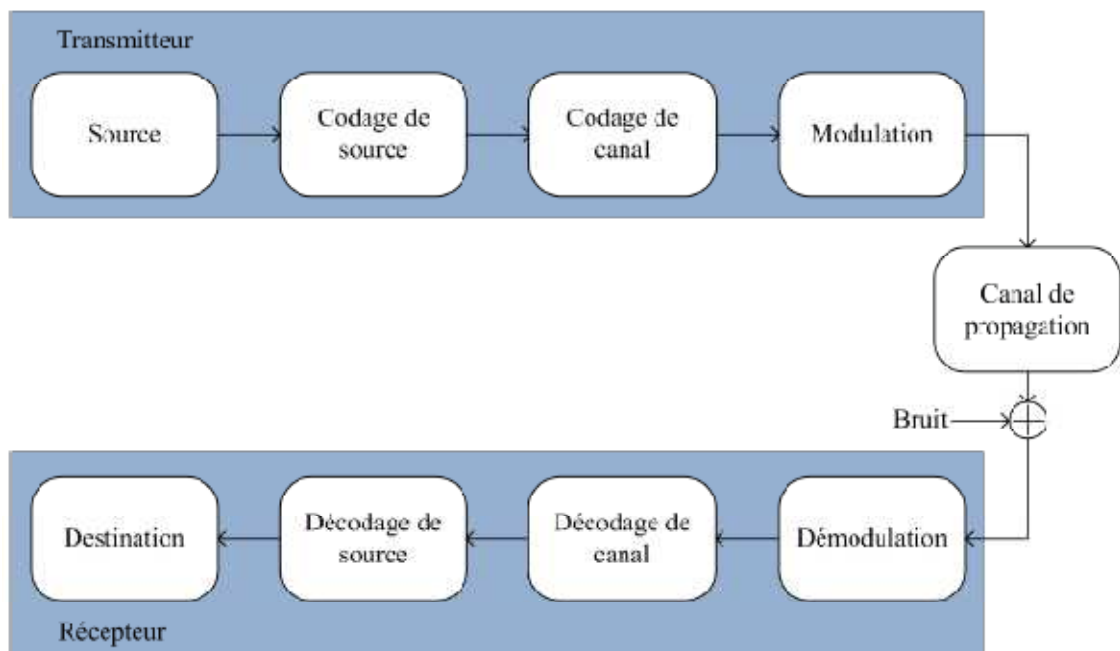


Figure 1.1 : Une chaîne de transmission sans fil.

Le bruit est considéré comme une perturbation aléatoire qui vient de l'extérieur et de l'intérieur du récepteur. Le bruit externe est causé par des systèmes industriels (*moteur, ligne à haute tension, etc. . .*) ou par les interférences des signaux des autres utilisateurs dans le cas d'un système multi-utilisateurs. Le bruit thermique (*bruit interne*) vient de l'agitation thermique des électrons des dispositifs électroniques, dont la puissance est proportionnelle à la température. Le bruit considéré ici est modélisé par un processus aléatoire gaussien à moyenne nulle, stationnaire, indépendant du signal émis avec une densité spectrale de puissance monolatérale N_0 . Une autre source de bruit particulière est le bruit de quantification qui apparaît au niveau de l'opération d'échantillonnage-quantification du fait de la transformation du signal analogique en un signal numérique.

Le récepteur a pour objectif de reconstituer au mieux, le message émis à partir du signal reçu. Il comprend des circuits d'amplification, de changement de fréquence et de démodulation.

Le démodulateur extrait l'information de la porteuse et restitue le signal en bande de base. Chaque échantillon est converti en données binaires à partir d'un circuit de décision. Le décodeur de canal exploite la redondance introduite par le codeur de canal pour détecter et puis corriger (si possible) les erreurs de transmission. Le décodeur de source reçoit une séquence de données provenant du décodeur de canal. En connaissant le traitement réalisé par le codeur de source, il reconstitue le message original. En présence possible d'erreurs en sortie du décodeur de canal, le message décodé n'est pas exactement identique au message délivré par la source.

I.3- 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. Les phénomènes se produisant dans le canal de propagation sont communément répartis en phénomènes de deux sortes : les phénomènes à grande échelle et les phénomènes à petite échelle.

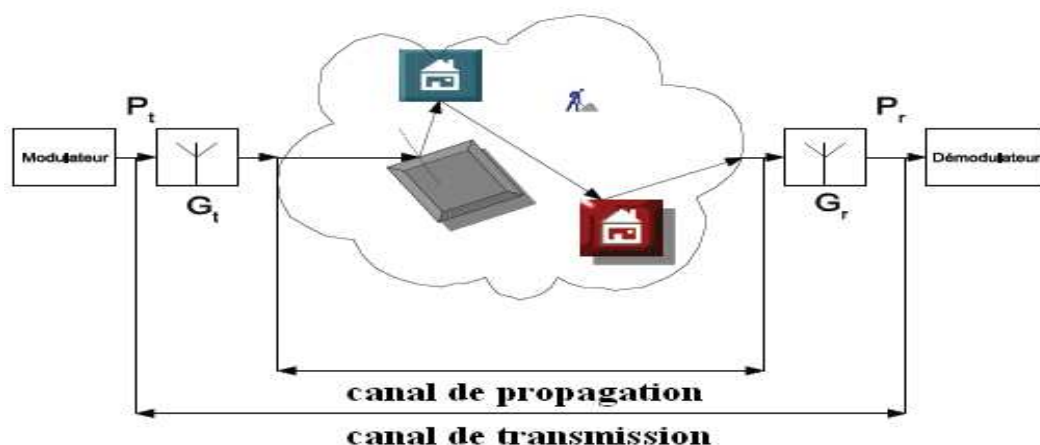


Figure I.2 : Représentation du canal radiomobile. Distinction entre canal de propagation et canal de transmission.

I.4- 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.

I.4.1- Les phénomènes à grande échelle

Cette classe comprend deux effets : l'affaiblissement en distance et les effets de masquage [48]. 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 transmis 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.

I.4.2- 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 [45]. 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 arrêtes vives. D'après le principe de **HUYGHENS** chaque point de l'arrête 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.

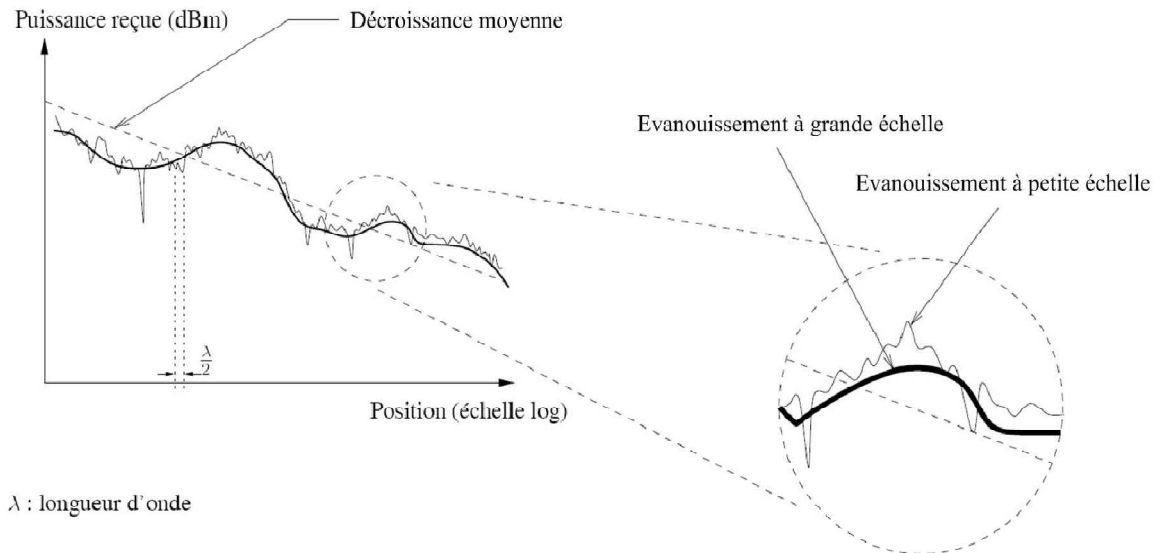


Figure I.3 : Fluctuations à petite et à grande échelle de la réponse du canal.

I.4.3- 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. Il peut être de deux origines :

- Externe au système : c'est le cas des perturbations électromagnétiques. Il est toujours possible de minimiser leur effet par des blindages appropriés ou des filtrages appropriés.
- Interne au système : Ce bruit est généré par les composants eux-mêmes. Il ne peut être éliminé.

I.5- Canaux à évanouissements

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 [45].

- **Etalement temporel**

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 cohérence du canal, notée B_c , correspond à la gamme de fréquence sur laquelle 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 : $B_c = \frac{1}{T_m}$, notons B_s la largeur de bande du signal transmis.

- **Effet Doppler**

La variation du canal de propagation est liée aux mouvements des différents éléments du milieu de propagation : mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur. Les variations du canal sont proportionnelles à la vitesse de déplacement de l'objet avec lequel l'onde interagit ainsi qu'à la fréquence porteuse. Ce phénomène s'appelle l'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 lequel les distorsions temporelles du canal restent négligeables. Traditionnellement, T_c est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel : $T_c = \frac{1}{B_m}$. On note T_s la période symbole.

- **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 symbole¹. Un canal est dit à évanouissement lent si le temps de cohérence du canal est beaucoup plus grand que la durée symbole.

I.6- Sélectivité d'un canal de communication

La notion de sélectivité [50] 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.6.1- 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 [22] 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 $s(t)$ séparées de la bande de cohérence subissent des atténuations différentes, en effet, le récepteur distingue plusieurs trajets multiples. Une sélectivité en fréquence ne fait que traduire une diminution du rapport signal sur bruit.

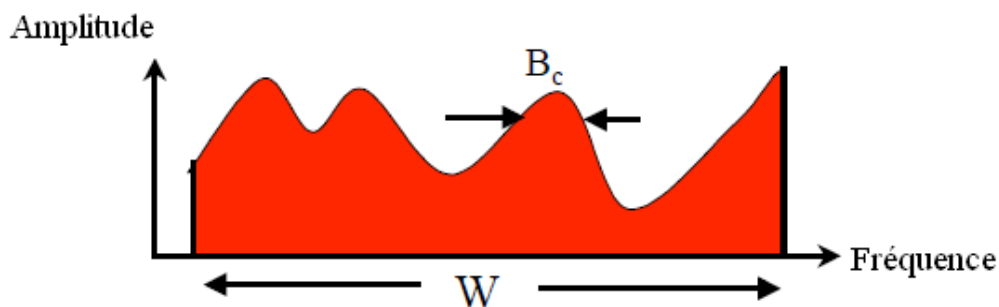


Figure I.4 : un canal sélectif en fréquence.

I.6.2- Canal sélectif en temps

On désigne par canal sélectif en temps, un canal avec évanouissements à haute corrélation due à des temps rapprochés et sans corrélation avec espace temporel suffisant. Ce type d'évanouissement causera des interférences entre les symboles envoyés et ainsi, une dégradation de la probabilité d'erreur. Nous parlons d'un canal sélectif en temps si la durée T_s de transmission d'un symbole est plus grande que T_c .

I.6.3- 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.6.4- 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.

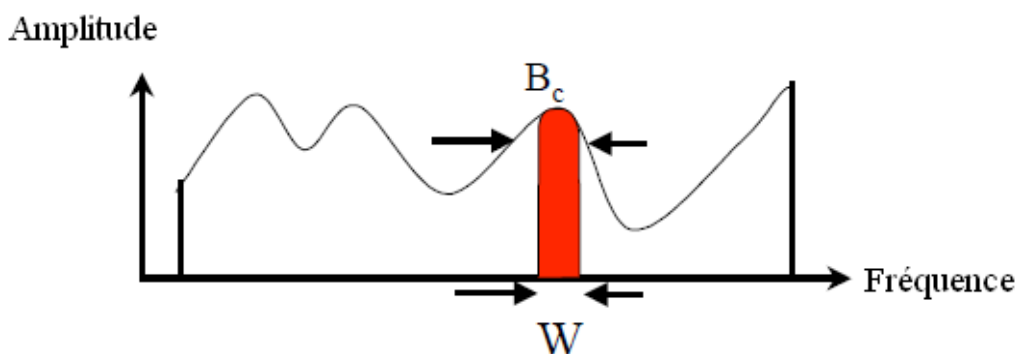


Figure I.5 : Comparaison montrant un canal non sélectif.

La **Figure I.6** résume les différents types de sélectivité du canal que nous venons de présenter.

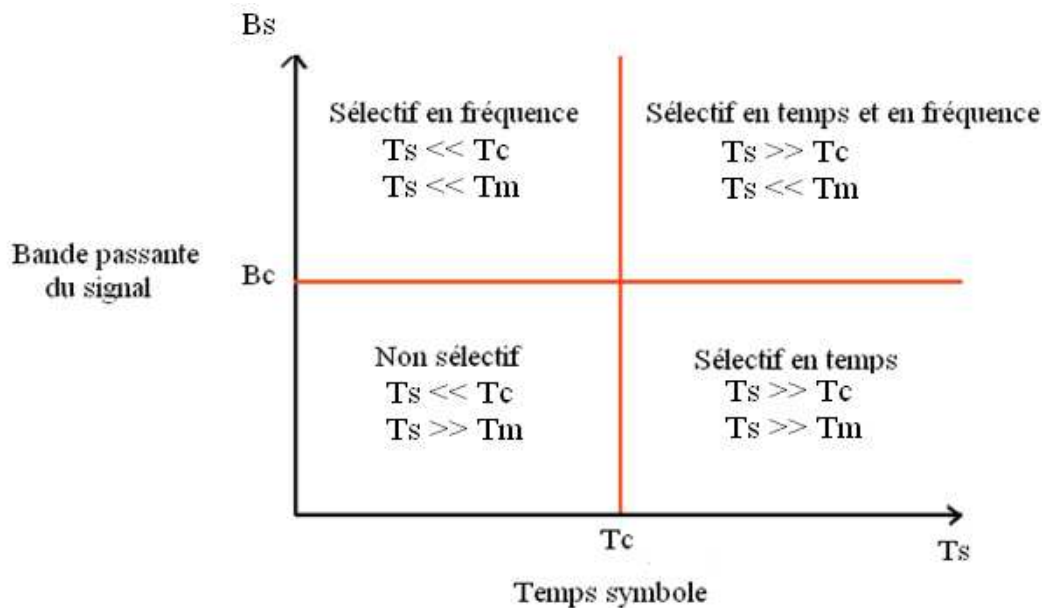


Figure I.6 : Tableau récapitulatif des différentes sélectivités.

I.7- Modélisation du canal de propagation

La modélisation du canal [11] est un domaine très vaste ; beaucoup de méthodes existent pour représenter avec plus ou moins de finesse l'environnement de propagation.

Certaines utilisent une description géographique et des méthodes géométriques pour modéliser finement la propagation des ondes (*méthodes déterministes*). 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.7.1- 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 probabilité $p_X(x)$ 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, monolatérale constante N_0 (W/Hz). Le bruit est alors entièrement défini statistiquement par sa moyenne μ_b nulle et sa variance σ_b^2 .

$$p_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} \cdot \exp\left[-\frac{(x-\mu_b)^2}{2\sigma_b^2}\right] \quad (\text{I.2})$$

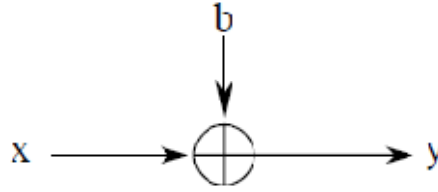


Figure I.7 : Représentation d'un canal à BBAG.

Le signal reçu s'écrit alors sous la forme suivante où b représente le BBAG.

$$y(t) = x(t) + b(t) \quad (\text{I.3})$$

Le rapport signal sur bruit est le rapport entre la puissance moyenne du signal $y(t)$ et la puissance moyenne du bruit $b(t)$. Ce rapport caractérise la performance du récepteur. Plus, il est grand, moins le bruit perturbe le signal.

I.7.2- Le modèle de Rayleigh

Le modèle de Rayleigh est utilisé dans la simulation de systèmes de type indoor car il tient compte des trajets multiples et permet donc de modéliser les phénomènes à petite échelle vus en section I.4.2. Le modèle de Rayleigh représente les trajets multiples comme un unique coefficient complexe (une atténuation et un déphasage), variant dans le temps. Pour ce faire, on construit la V.A. complexe représentant le coefficient complexe du canal $h = X + j.Y$, avec X et Y deux V.A. gaussiennes indépendantes $\sim N(0, \sigma^2)$. L'atténuation du canal $\beta = |h|$ est alors représentée comme une V.A. suivant une loi de Rayleigh définie par sa densité de probabilité $p_B(\beta)$ de paramètre σ :

$$p_B(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \cdot \exp\left[-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right], \quad \forall \beta \geq 0. \quad (\text{I.4})$$

Le canal de Rayleigh est généralement implémenté en choisissant X et $Y \sim N(0, \frac{1}{2})$, de sorte que $E\{\beta^2\} = 1$. Ce choix permet de considérer les phénomènes à petites échelle, mais pas ceux à grande échelle.

I.8- Notions de diversité

La diversité [7] 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 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. La diversité se révèle donc être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre canaux de transmission et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radio.

L'implémentation de la diversité d'antenne consiste deux ou plusieurs antennes et un circuit pour combiner les signaux dans une liaison optimale.

L'objectif de la diversité est de fournir un système de communication avec deux liaisons ou plus d'émetteur au récepteur à travers le canal radio de sorte que le phénomène d'évanouissement de ces liaisons soit le plus possible non-corrélé.

La performance de la diversité d'antenne émettrice réceptrice [41] est meilleure qu'un émetteur récepteur standard avec une simple antenne, cette amélioration ne peut pas facilement et économiquement être obtenue par d'autres techniques. La diversité d'antenne est donc un principe important qui peut être mis en application comme dans les téléphones portables et les réseaux sans fils.

Pour obtenir une bonne diversité, les critères suivants doivent être respectés : il faut qu'il y ait une faible corrélation des signaux reçus sur chaque antenne et que la puissance moyenne sur chaque antenne soit la même. Si la corrélation est élevée, les évanouissements risquent d'arriver au même moment. De plus, même si les antennes ont une faible corrélation mais que les puissances moyennes reçues sur les antennes sont différentes, alors l'antenne ayant reçue la puissance moyenne la plus faible ne sera pas utile car elle ne participe pas efficacement à l'amélioration globale. Il existe plusieurs techniques de diversité :

I.8.1- Diversité temporelle

La diversité temporelle est utilisée pour combattre les évanouissements sélectifs en temps et consiste à émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions redondantes) dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c (**Figure 1.8**).

Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelaceur et d'un code correcteur d'erreur ou encore par demande de répétition automatique.

L'implémentation de la diversité temporelle n'est pas très populaire, actuellement utilisée seulement dans les systèmes de pagination. Leur principal avantage est qu'aucun

matériel additionnel n'est nécessaire et le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité et la diminution de débit utile.

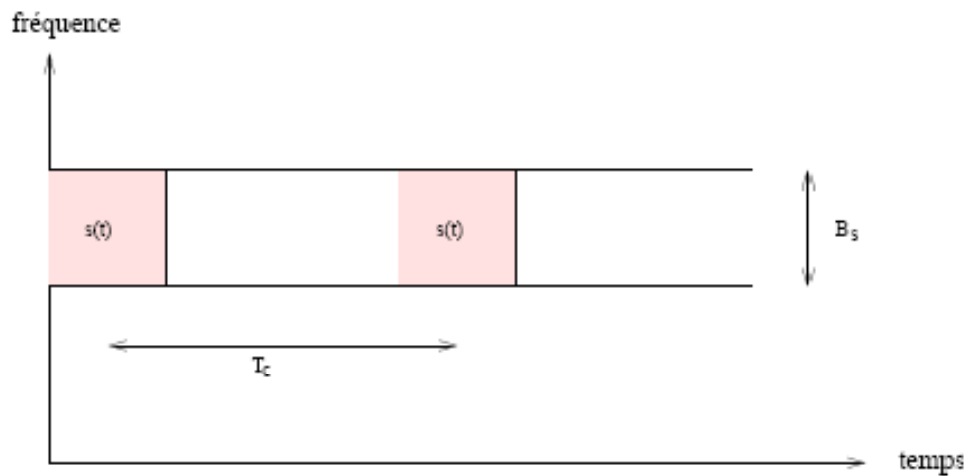


Figure I.8: Transmission sur plusieurs intervalles temporels.

I.8.2- Diversité fréquentielle

Les caractéristiques d'évanouissement d'un canal radio ne sont pas les mêmes pour différentes fréquences porteuses. La transmission de l'information utilisant différentes fréquences porteuses peut avoir comme conséquence des signaux non-corrélés. Cette implémentation de diversité est appelée la diversité fréquentielle, elle revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c (**Figure I.9**).

Les systèmes de communication basés sur ces techniques sont plus robustes contre les évanouissements sélectifs en fréquence et les interférences de transmission.

Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une technique pour réaliser la diversité fréquentielle. Ces techniques utilisent une séquence pseudo-aléatoire pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux perturbations et une grande discrétion de transmission.

Dans la plupart des implémentations ; le signal n'est pas simultanément transmis sur plusieurs fréquences porteuses mais seulement sur celle qui aura comme conséquence la bonne transmission. Cette forme de diversité est employée dans les systèmes de communications modernes multi-porteuses, comme le GSM.

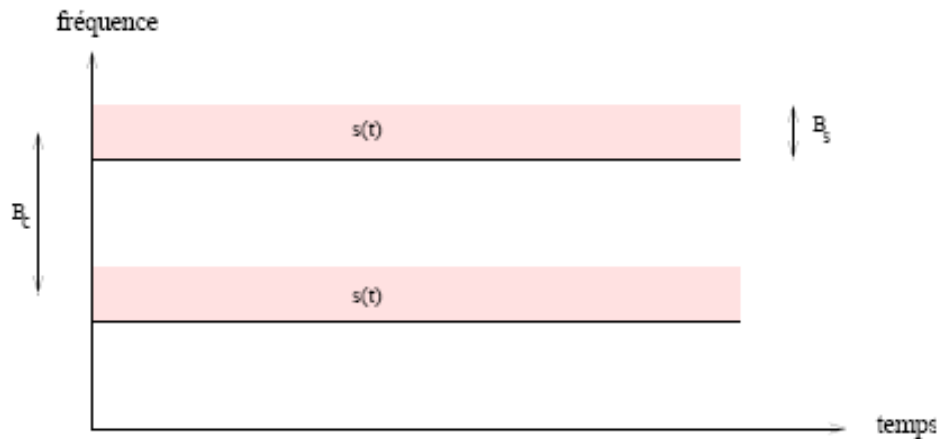


Figure I.9 : Transmission sur plusieurs intervalles fréquentiels.

I.8.3- Diversité de polarisation

Le troisième type de combinaison de diversité qui peut être employé pour augmenter les performances d'un système WLAN est la polarisation.

Nous parlons de la diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes.

Cette implémentation est relativement simple pour mettre en application.

Contrairement à la diversité spatiale, il n'y a pas de contrainte sur l'écartement relatif des antennes et une diversité d'ordre 2 peut ainsi être facilement obtenue en utilisant une paire d'antennes de polarisations orthogonales.

Pour les systèmes de communication mobile, tel que le GSM, les signaux transmis sont dispersés et réfléchés par beaucoup d'objets. Ces systèmes de diversité de polarisation semblent avoir des performances proches de celles de la diversité spatiale. Leur inconvénient est le volume accru pour contenir les antennes.

Une implémentation de la diversité de polarisation est montrée sur la **Figure I.10**.

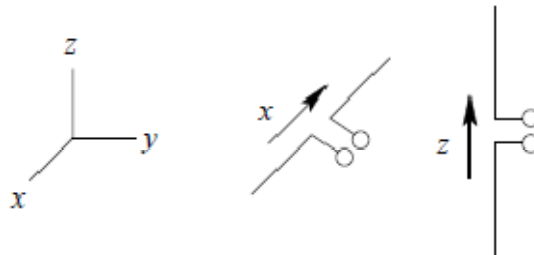


Figure I.10 : Diversité de polarisation illustrée par deux dipôles, un dans la direction « x » et l'autre dans la direction « z ».

I.8.4- Diversité spatiale

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la diversité spatiale ou la diversité d'antenne. Elle consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes, séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence, qui correspond à la séparation minimale des antennes garantissant des évanouissements indépendants et dépend donc de l'angle de départ et/ou d'arrivée des multi-trajets. Cette distance de cohérence peut varier très largement selon le type et l'emplacement de l'antenne considérée. Des mesures empiriques ont montré une forte corrélation entre la hauteur de l'antenne d'une station de base et la distance de cohérence. De grandes antennes imposent ainsi une grande distance de cohérence. Du côté du mobile, en revanche, généralement plus bas en altitude et donc à de nombreux échos, la distance de cohérence reste raisonnable.

D'une manière générale, une séparation de 0.4λ à 0.6λ semble adéquate pour le mobile, alors que pour une station de base, elle peut atteindre plus de 10λ . Un inconvénient de diversité d'espace est le volume accru requis pour contenir les antennes multiples.

La diversité spatiale en réception, c'est-à-dire l'emploi d'antennes multiples du côté du récepteur uniquement est un sujet déjà bien présent dans la littérature. L'observation issue de capteurs étant par ailleurs un mélange de signaux inconnus, la multiplicité des antennes réceptrices permet aussi la séparation de sources. En revanche, la diversité d'émission est un domaine de recherche en plein évolution depuis quelques années.

L'idée de base est d'envoyer l'information après un traitement spécifique à chaque antenne afin que le récepteur puisse combiner ces signaux pour obtenir de la diversité.

Le premier système utilisant la diversité d'émission fut proposé par **WITTNEBEN** en 1991 [7], puis amélioré en 1993. La diversité d'émission est en fait une diversité de modulation, les symboles subissant un préfiltrage à réponse impulsionnelle finie (RIF) orthogonal introduisant de l'IES, avant leurs émissions sur les antennes. Le récepteur est alors confronté à un canal équivalent sélectif en fréquence avec des évanouissements indépendants.

Cette idée fut reprise dans sous le nom de diversité de retard et est l'expression la plus simple des récents codes espace-temps. La tendance actuelle est d'associer plusieurs antennes à la fois à l'émission et la réception, formant ainsi des systèmes multi-antennaires plus connus sous le nom de MIMO et qui permettent d'atteindre de hauts degrés de diversité.

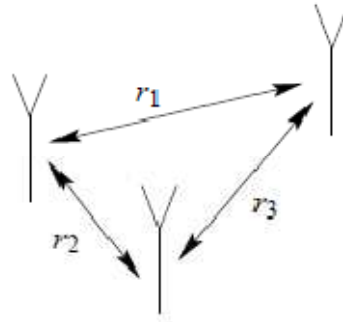


Figure I.11 : La diversité spatiale illustrée par trois antennes (identiques) séparée par les distances r_1 , r_2 et r_3 .

I.8.5- Diversité angulaire

C'est une technique reliée à la diversité spatiale, elle est utilisée par les réseaux internet sans fils pour accroître la capacité en débit. Elle implique que lorsque les faisceaux émis par les antennes sont suffisamment séparés angulairement, il est possible que le niveau de corrélation soit assez bas pour profiter de niveau de diversité.

En utilisant une antenne directrice ; une des ondes reflétées peut être sélectionnée et les autres peuvent être supprimées. Une utile implémentation de diversité angulaire est établie si plus d'une antenne directrice est utilisée, illustrée sur la **Figure I.12**.



Figure I.12 : La diversité angulaire illustrée par trois antennes cornées directionnelles, les lignes pointillées indiquent des modèles de directivité.

L'avantage significatif d'employer la diversité angulaire est la réduction de temps de retard de propagation due à la diminution des ondes reflétées reçues. C'est une caractéristique importante, particulièrement dans les environnements avec un taux élevé de retard de propagation. L'inconvénient des antennes directrices est qu'elles doivent être grandes en termes de longueurs d'onde.

I.8.6- Diversité de parcours

Cette technique implicite est utilisable lorsque la largeur de bande du signal est plus grande que la largeur de bande de cohérente du canal. C'est la technique derrière les multiparcours, où le récepteur profite de la présence de plusieurs versions du signal pour obtenir un gain en diversité.

I.8.7- Diversité spatio-temporelle

La diversité spatio-temporelle est un exemple de combinaison de techniques de diversité. En effet, cette technique envoie deux versions de signal différé dans le temps via deux antennes transmetteurs.

I.8.8- Diversité transformée

Cette technique est utilisée lorsque le canal n'est pas connu par le transmetteur, le problème est alors renvoyé au processus de combinaison qui devrait avoir connaissance du canal. Dans ce type, la diversité spatiale est transformée par d'autres formes de diversité utilisables par le récepteur.

I.9-Techniques de combinaison de diversité

Grâce à différentes techniques, nous pouvons combiner les signaux pour obtenir un signal sans évanouissements [1]. La **Figure I.13** montre de façon générale la combinaison des signaux reçus par un système. Le signal combiné de sortie $y(t)$ est représenté par :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N W_n^* \cdot U_n(t) \quad (\text{I.5})$$

Avec

$$U_n(t) = V_n(t) \cdot s(t) + b_n(t) \quad (\text{I.6})$$

Où N est le nombre d'antennes (ou branches) réceptrices dans le système, W_n^* est le conjugué du coefficient de pondération, $U_n(t)$ est le signal plus le bruit à la réception, $V_n(t)$ est la réponse du canal, $s(t)$ est le signal transmis, $b_n(t)$ est le bruit à la nième branche du système. En forme matricielle (en gras) nous obtenons :

$$y(t) = \mathbf{W}^H \cdot \mathbf{U}(t) \quad (\text{I.7})$$

$$\mathbf{U}(t) = \mathbf{V}(t) \cdot s(t) + \mathbf{b}(t) \quad (\text{I.8})$$

Où

$$\mathbf{W} = [W_1 \quad W_2 \quad \dots \quad W_N]^T \quad (\text{I.9})$$

$$V(t) = [V_1(t) \quad V_2(t) \quad \dots \quad V_N(t)]^T \quad (\text{I.10})$$

$$b(t) = [b_1(t) \quad b_2(t) \quad \dots \quad b_N(t)]^T \quad (\text{I.11})$$

H : la transposée conjuguée d'une matrice.

T : la transposée d'une matrice.

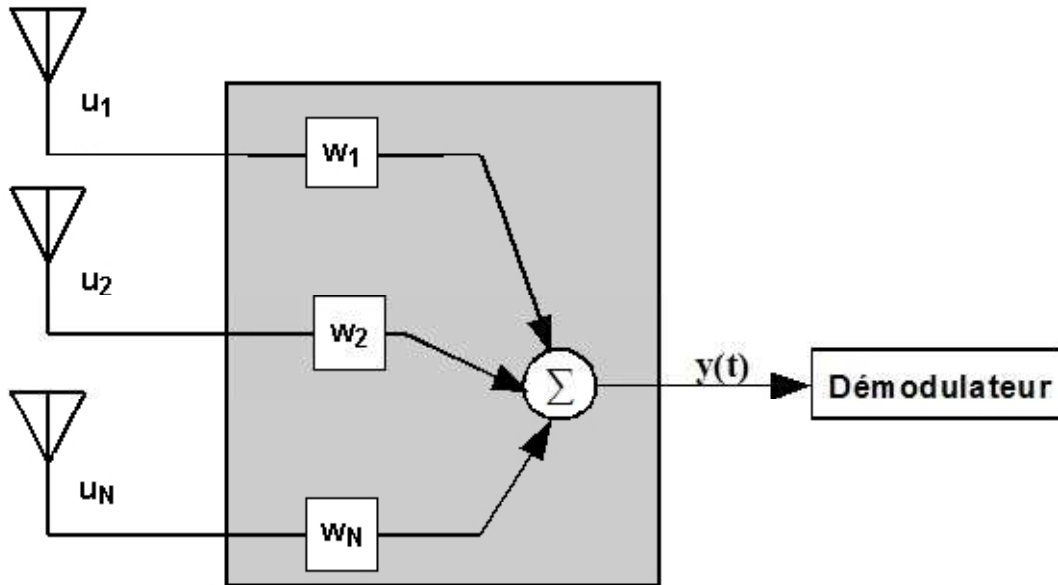


Figure I.13: Combinaison générale de signaux reçus sur un système multi-antennes.

Plusieurs techniques de combinaisons sont connues, nous présentons ici les quatre types de techniques de combinaison utilisées.

I.9.1- Combinaison par commutation

La technique de combinaison par commutation ne nécessite qu'un seul récepteur radio entre les N branches (**Figure I.14**), alors que les autres techniques utilisent N récepteurs radio (un pour chaque branche) pour contrôler les signaux instantanés. A chaque instant, une branche ayant un signal supérieur au seuil fixé est sélectionnée. Mais dès que le signal est inférieur au seuil, alors il y a commutation sur une autre branche. Ce seuil dépend du domaine d'utilisation de la diversité et peut être fixé par les fabricants. Due à la taille limitée du terminal mobile, la technique de combinaison par commutation est la technique qui est actuellement implémentée dans la plupart des terminaux utilisant la diversité d'antennes. Les performances que cette technique peut fournir sont similaires à celles de la technique de combinaison par sélection (SC).

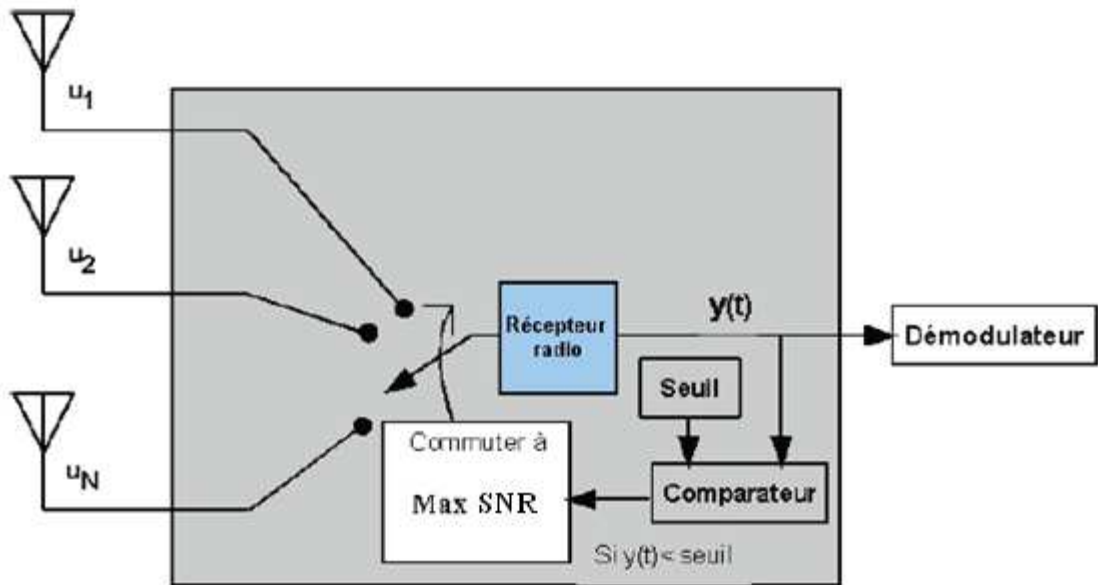


Figure I.14 : Combinaison par commutation.

I.9.2- Combinaison par sélection

C'est la technique la plus simple et probablement la plus utilisée, elle consiste à choisir simplement le signal ayant SNR le plus élevé. Cependant le problème est qu'il est possible d'obtenir le signal ayant le plus d'interférences, car nous pouvons obtenir un signal à la réception avec un SNR le plus élevé, mais il est difficile de connaître la part des interférences dans le SNR.

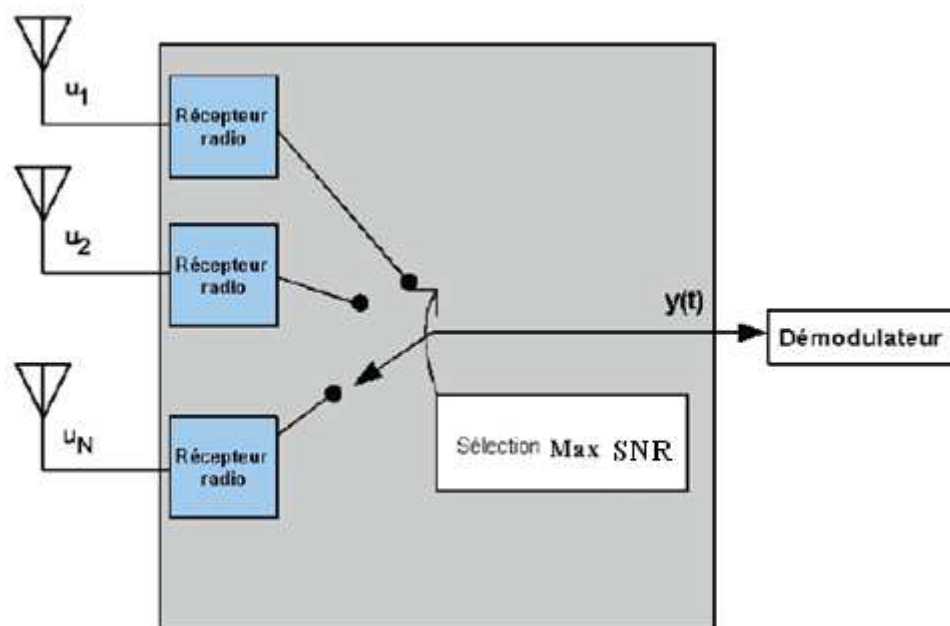


Figure I.15 : Combinaison par sélection (SC).

I.9.3- Combinaison par gain égal (EGC)

Les deux techniques précédentes n'utilisent le signal que d'une branche à chaque instant comme signal de sortie. Pour améliorer la puissance moyenne du signal de sortie, les signaux de toutes les branches peuvent être combinés pour former le signal de sortie.

Cependant, les signaux de toutes les branches ne sont pas en phase. Chaque signal doit donc être multiplié par un co-phaseur pour que les signaux ne soient plus déphasés (**Figure I.16**).

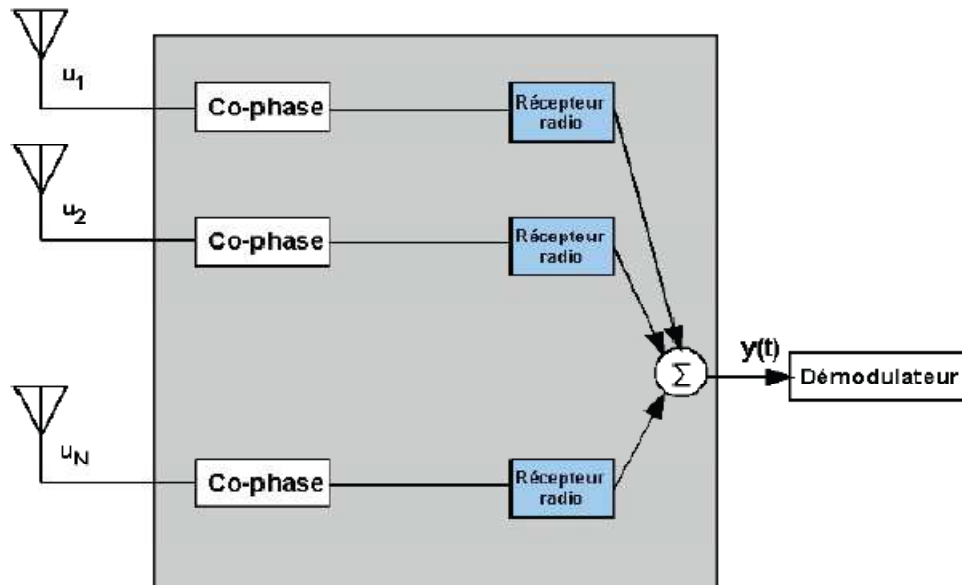


Figure I.16: Combinaison par gain égal (EGC).

I.9.4- Combinaison par rapport maximal (MRC)

L'inconvénient majeur de la technique par EGC est que si l'une des branches a un signal très faible, cela peut entraîner une réduction du signal combiné à la sortie. Pour empêcher ce phénomène, dans la technique MRC, un coefficient de pondération W_i est appliqué sur chaque branche avant que tous les signaux ne soient combinés (**Figure I.17**).

Ainsi pour maximiser le signal à la sortie du combineur, une branche avec un SNR élevé, donnera un coefficient de pondération élevé ce qui permettra de choisir les signaux à combiner.

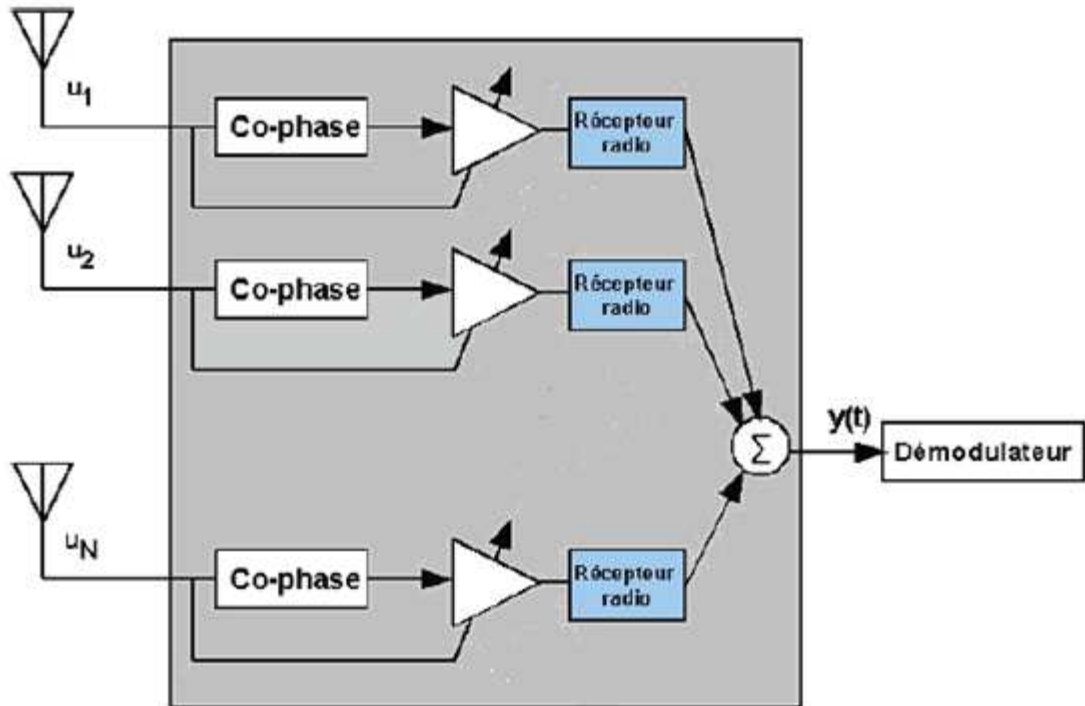


Figure I.17 : Combinaison par rapport maximal (MRC).

I.10- 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, ainsi qu'aux techniques de combinaison.

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.

Antennes intelligentes dans les systèmes des communications mobiles

II.1- Introduction

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

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

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

Il existe deux types de système d'antennes intelligentes, le système à faisceaux commutés où répartiteurs de faisceaux et le système adaptatif. Le principal bénéfice d'un tel système est l'augmentation de la capacité utilisatrice du **système cellulaire**. En effet, la possibilité **d'orienter le faisceau** d'une antenne, sans avoir recours à un quelconque mécanisme de rotation [10], ajouté à la possibilité d'obtenir un où plusieurs faisceaux ayant un **gain** important et une **ouverture à mi-puissance** étroite, permet d'effectuer une **vaste couverture** et de suivre les déplacements d'un utilisateur à l'intérieur d'une même cellule.

Les systèmes d'antennes à commutation faisceaux divisent l'espace angulaire en secteurs chacun contenant un diagramme de rayonnement prédéterminé. Lorsque l'utilisateur entre dans la zone de couverture du système et qu'il est détecté, l'antenne détermine dans quel secteur se situe l'utilisateur et commute sur le faisceau correspondant. Les systèmes d'antennes adaptatives représentent les systèmes les plus avancés des systèmes d'antennes

intelligentes. De même que pour le système à commutation faisceaux, l'antenne adaptative adapte son diagramme de rayonnement en fonction de la position des utilisateurs et des signaux parasites mais le système n'utilise pas de diagramme de rayonnement préétabli.

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- Antennes réseaux

Un réseau d'antennes est un système constitué d'antennes élémentaires, réparties dans l'espace, dont les sorties sont pondérées en amplitude et /ou en phase avant d'être sommées entre elles. Ces opérations sont effectuées par une unité de traitement. Selon l'application visée, les pondérations peuvent être figées ou remises à jour continuellement ou périodiquement.

II.2.1-Principe

Les antennes réseaux sont constituées par un ensemble de sources élémentaires alimentées par des voies séparées. Ces sources sont souvent des cornets ou des fentes rayonnantes ou des éléments imprimés ou même des dipôles. Un dispositif d'alimentation, appelé « *réseau d'alimentation des sources* » et en anglais « *Beamforming network* » permet de commander les amplitudes et les phases relatives de ces sources (**Figure II.1**)

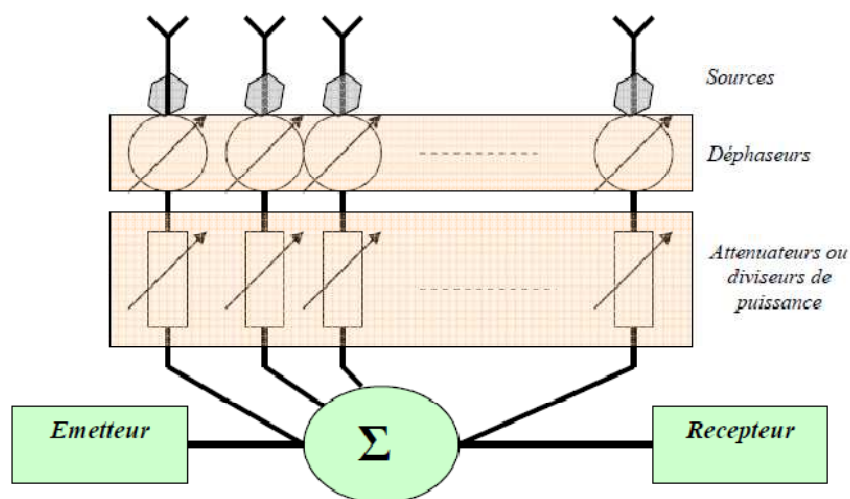


Figure II.1 : Schéma de principe d'une antenne réseau.

Grâce à cette commande des sources en amplitude et /ou en phase, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue dans les directions désirées. Il sera notamment possible de les conformer localement, par exemple par la création de **plusieurs lobes simultanément** où par la création d'un lobe dans la direction du signal incident et un zéro dans la direction d'une interférence (*antennes adaptatives*) ou globalement en modelant leur enveloppe (*antennes à faisceaux conformés*). La détermination de ces coefficients (*amplitude et/ou phase*) nécessite l'utilisation d'un outil numérique de contrôle et de traitement.

Les signaux incidents sur le réseau sont de natures diverses. Nous distinguerons trois types de sources :

- La source utile $s_0(t)$ que l'on souhaite isoler ;
- Les interférents $s_i(t)$, $i = 1, \dots, k$, qui peuvent être directifs et possèdent une signature spatiale ou être diffus. Les interférents seront les autres utilisateurs du réseau et/ou les trajets multiples de la source d'intérêt ;
- Le bruit additif (thermique et environnant) $n(t)$, qui ne présente pas de direction d'incidence particulière.

Les antennes réseaux sont actuellement en plein développement et trouvent des applications dans les techniques spatiales pour assurer une couverture terrestre ponctuelle ou partielle à partir d'un satellite géostationnaire, ainsi que dans le domaine militaire pour la réjection de brouilleurs et dans les radars à balayage électronique [16].

Il y a plusieurs facteurs qui contribuent à la formation du diagramme global de rayonnement de l'antenne réseau :

- Configuration géométrique du réseau (*linéaire, circulaire, planaire, volumique*) ;
- Espacement entre les sources ;
- Amplitude d'excitation pour chaque élément ;
- Phase d'excitation pour chaque élément ;
- Diagramme de rayonnement de la source ;
- Polarisation de chaque élément.

II.2.2- Cas d'un 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 II.2** 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 $\Delta\varphi$.

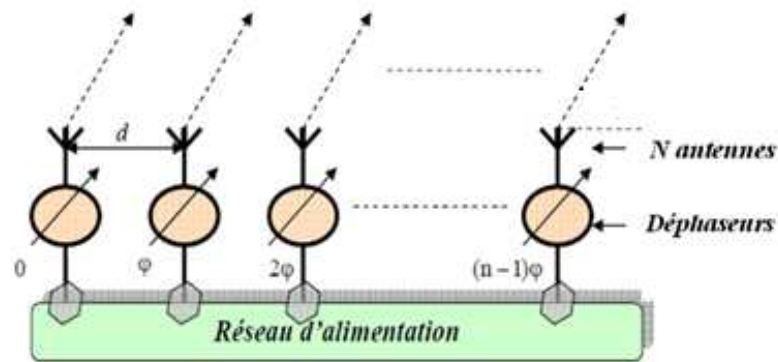


Figure II.2 : Schéma représentatif d'un réseau linéaire.

Pour un point situé dans la zone de rayonnement lointain, toutes les directions d'observation sont parallèles.

Le champ total en module s'écrit alors :

$$|E_t| = \frac{E_0 \cdot I_0}{r} \cdot \frac{\sin\left(\frac{N \cdot \psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad \text{avec } \psi = k \cdot d \cdot \cos\theta + \Delta\varphi \quad (\text{II.1})$$

k : vecteur d'onde; $k = 2 \cdot \pi / \lambda$.

Facteur réseau :

$$AF = \frac{1}{N} \cdot \frac{\sin\left(\frac{N \cdot \psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (\text{II.2})$$

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 :

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

II.2.3- Paramètres caractéristiques du diagramme de rayonnement

Les antennes réseaux peuvent avoir différentes géométries: réseaux linéaires, réseaux planaires et réseaux circulaires,... . Le champ total rayonné par le réseau est déterminé par l'addition des vecteurs champs rayonnés par les différents éléments. Si on veut rendre un modèle très directif, il est essentiel que les champs interfèrent de manière constructive dans les directions exigées et interfèrent nuisiblement dans l'espace restant.

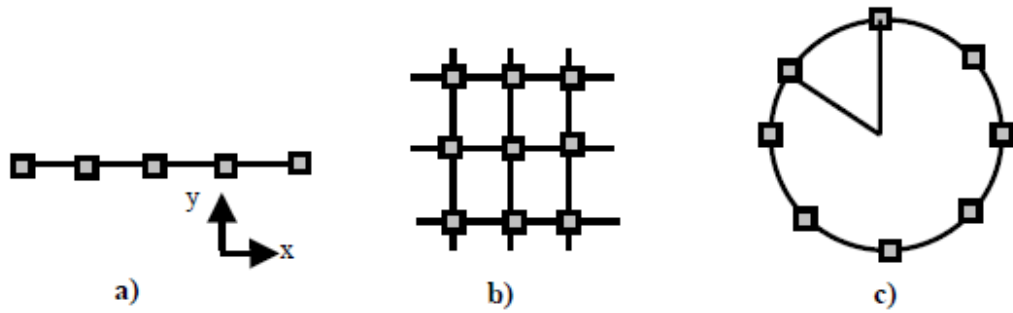


Figure II.3 : Différentes configurations géométriques des réseaux, linéaire (a), planaire (b) et circulaire (c).

Le groupement en réseau le plus simple est obtenu avec des sources identiques qui se déduisent les unes des autres par translation pour former des réseaux linéaires et plans.

a. Réseau Linéaire

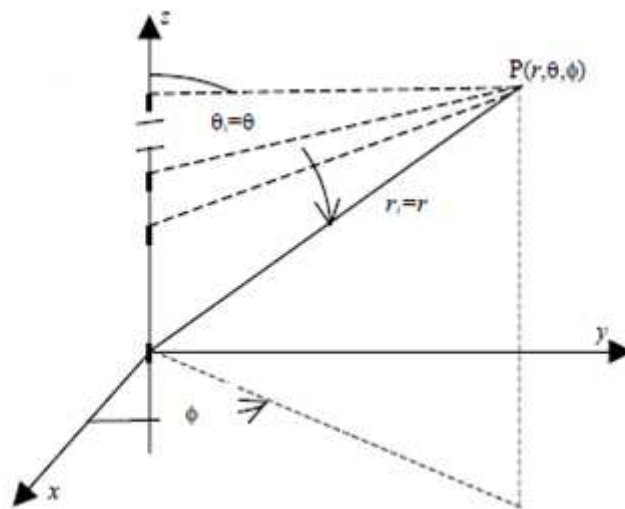


Figure II.4 : Réseau linéaire.

Pour le réseau linéaire, on cherche à conformer le diagramme de rayonnement seulement dans le plan contenant les sources.

Supposons un réseau de N éléments ; les éléments d'excitations sont : I_0, I_1, \dots, I_N avec $I_i = |I_i| \cdot e^{j\alpha_i}$.

Si les positions des éléments sont respectivement : $0, d, 2.d, \dots, (N - 1).d$.

Le AF est la sommation de ces termes :

$$AF = I_0 + I_1 \cdot e^{jk.d.\cos\theta} + \dots + I_{N-1} \cdot e^{jk.(N-1).d.\cos\theta} \quad (\text{II.4})$$

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} I_n \cdot e^{jk.n.d.\cos\theta} \quad (\text{II.5})$$

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} |I_n| \cdot e^{j(k.n.d.\cos\theta + \alpha_n)} \quad (\text{II.6})$$

$$k : \text{Vecteur d'onde, } k = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda}.$$

Le AF pour un réseau linéaire uniforme équidistant et avec une progression linéaire de phase : $I_0 = 1, I_1 = e^{j\alpha}, I_2 = e^{j2\alpha}, \dots, I_n = e^{jn\alpha}$

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn.(k.d.\cos\theta + \alpha)} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} = \frac{1 - e^{jN.\psi}}{1 - e^{j\psi}} \quad (\text{II.7})$$

$$AF = \frac{\sin(N.\psi/2)}{N.\sin(\psi/2)} \quad (\text{II.8})$$

Souvent, on préfère tracer le diagramme de rayonnement du réseau en décibels : le diagramme de rayonnement correspond à la puissance envoyée, mesurée en décibel. On trace donc :

$$AF_{dB} = 10 \cdot \log(AF) \quad (\text{II.9})$$

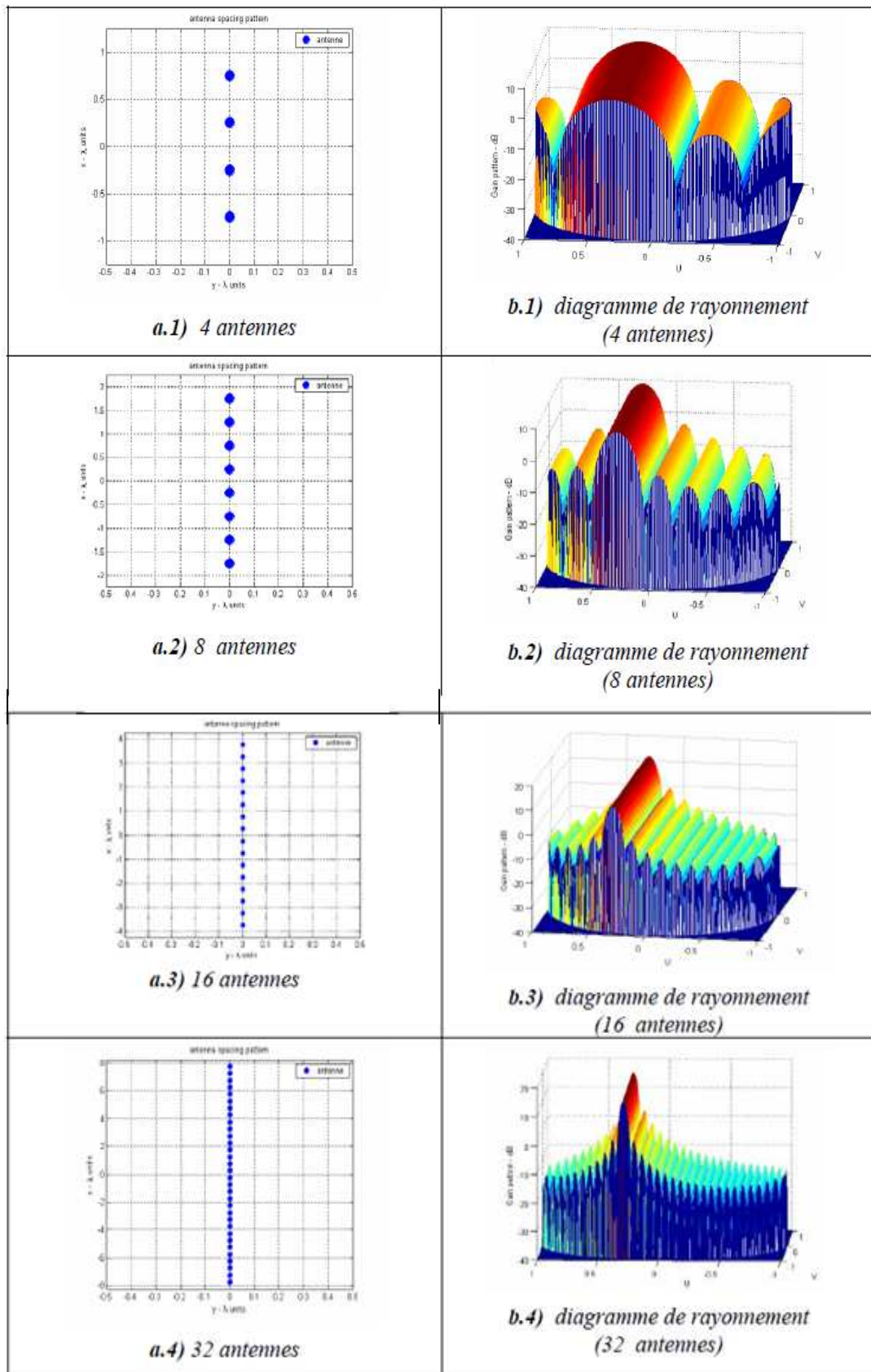


Figure II.5 : Diagrammes de rayonnement de réseau linéaire.

En effet, l'énergie est distribuée entre les diverses sources rayonnantes selon une loi donnée.

La **Figures II.5 : b.1, b.2, b.3 et b.4** présente les variations de la puissance (*diagrammes de rayonnement*) que rayonne le réseau linéaire en fonction du nombre d'antennes (4, 8, 16 et 32 avec $d = \frac{\lambda}{2}$) dans les différentes directions de l'espace [56]. Comme le prévoyait, avec l'augmentation du nombre d'antennes, les diagrammes de rayonnements seront très directifs.

b. Réseau Planaire

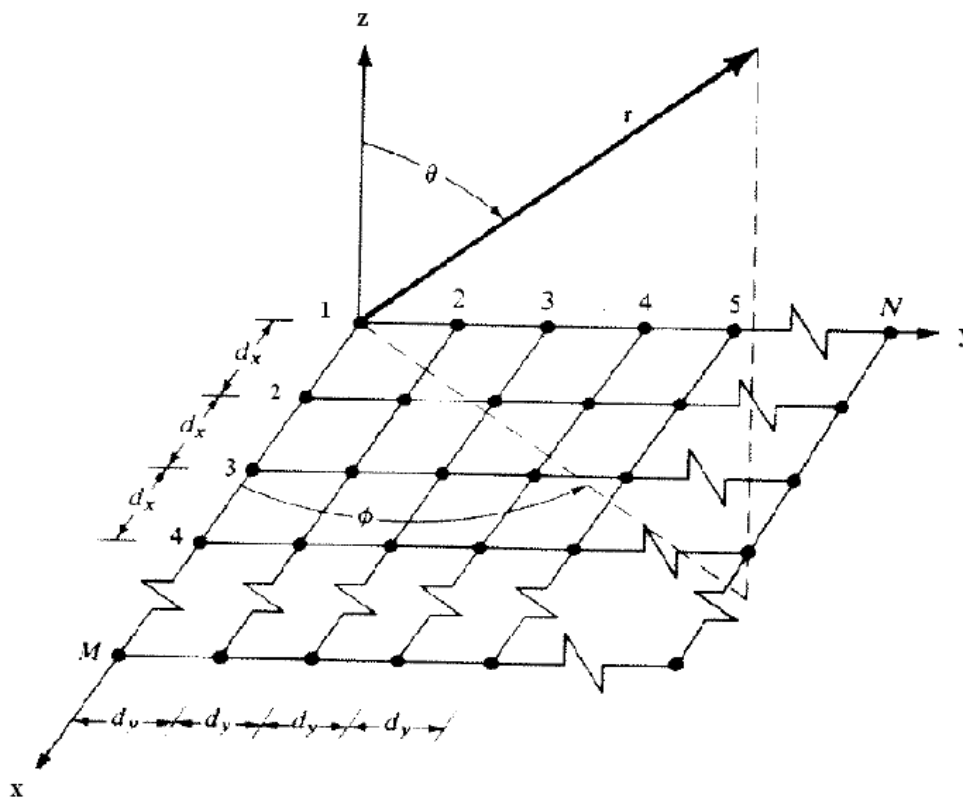


Figure II.6 : Réseau planaire.

Le AF d'un réseau linéaire de M éléments le long de l'axe (Ox) est :

$$S_{xM} = AF_{x1} = \sum_{m=1}^M I_{m1} \cdot e^{j(m-1) \cdot (k \cdot d_x \cdot \sin\theta \cdot \cos\phi + \beta_x)} \quad (\text{II.10})$$

Nous supposons que tous les éléments sont équidistants avec intervalle d_x et un déphasage progressif β_x .

I_{m1} dénote l'amplitude d'excitation d'un élément à un point avec les coordonnées suivantes : $x = (m - 1) \cdot d_x$, $y = 0$.

Si un réseau de N éléments est placé le long de la direction (Oy). Un réseau rectangulaire est formé.

Nous supposons aussi que les éléments sont équidistants avec une distance d_y et un déphasage progressif β_y le long de chaque ligne. Le facteur de réseau d'antennes planaires $M \times N$ peut s'écrire comme suit :

$$AF = \sum_{n=1}^N I_{1n} \cdot \left[\sum_{m=1}^M I_{m1} \cdot e^{j(m-1) \cdot (k \cdot d_x \cdot \sin\theta \cdot \cos\phi + \beta_x)} \right] \cdot e^{j(n-1) \cdot (k \cdot d_y \cdot \sin\theta \cdot \sin\phi + \beta_y)} \quad (\text{II.11})$$

Ou

$$AF = S_{xM} \cdot S_{yN} \quad (\text{II.12})$$

$$\sin\theta \cdot \cos\phi = \cos\gamma_x \quad (\gamma_x \text{ est l'angle entre "r" et l'axe(0x)}).$$

$$\sin\theta \cdot \sin\phi = \cos\gamma_y \quad (\gamma_y \text{ est l'angle entre "r" et l'axe(0y)}).$$

Dans le cas d'un réseau planaire uniforme (rectangulaire), $I_{m1} = I_{1n} = I_0$, tous les éléments auront la même amplitude d'excitation.

$$AF = I_0 \cdot \sum_{m=1}^M e^{j(m-1) \cdot (k \cdot d_x \cdot \sin\theta \cdot \cos\phi + \beta_x)} \times \sum_{n=1}^N e^{j(n-1) \cdot (k \cdot d_y \cdot \sin\theta \cdot \sin\phi + \beta_y)} \quad (\text{II.13})$$

Le facteur réseau normalisé :

$$AF_n(\theta, \phi) = \left[\frac{1}{M} \cdot \frac{\sin\left(M \cdot \frac{\psi_x}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right] \cdot \left[\frac{1}{N} \cdot \frac{\sin\left(N \cdot \frac{\psi_y}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right] \quad (\text{II.14})$$

Avec

$$\psi_x = k \cdot d_x \cdot \sin\theta \cdot \cos\phi + \beta_x$$

$$\psi_y = k \cdot d_y \cdot \sin\theta \cdot \sin\phi + \beta_y$$

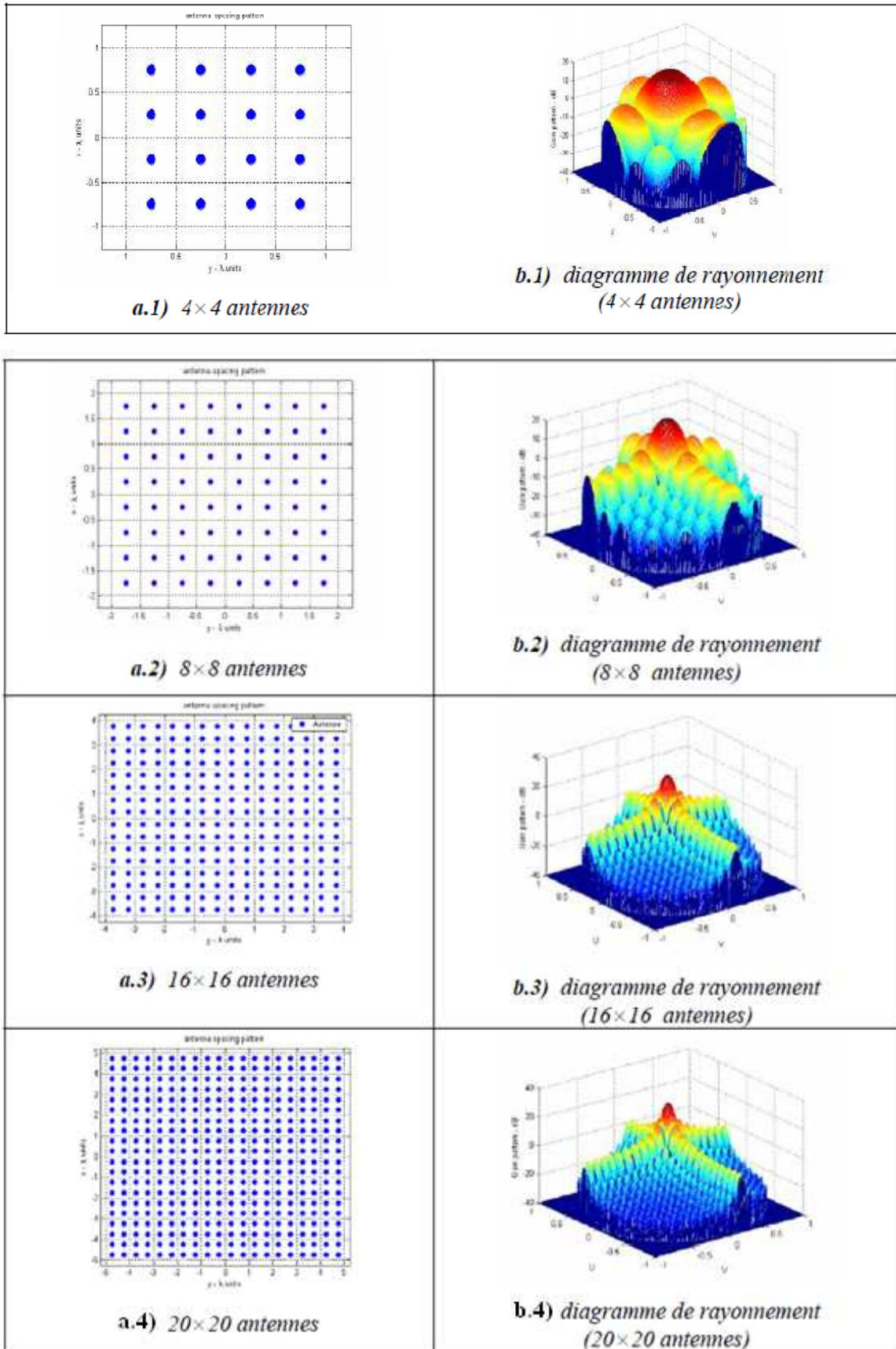


Figure II.7 : Diagrammes de rayonnement de réseau planaire.

Il a été remarqué lors de l'augmentation du nombre des sources (*antennes*), que les diagrammes de rayonnement sont caractérisés par un lobe principal plus directif et des lobes de rayonnement secondaires réduits (**Figure II.7 : b.1, b.2, b.3 et b.4**).

On peut penser, lorsqu'on désire établir une relation directionnelle entre l'émetteur et le récepteur, il faut que la direction de rayonnement maximal coïncide avec cette direction.

Par conséquent, la puissance rayonnée hors de cette direction est perdue ; elle peut même perturber des liaisons situées dans d'autres directions.

Il est donc nécessaire d'affiner le lobe de rayonnement principal par l'augmentation du nombre d'antennes (par exemple : dans le cas du réseau planaire) et réduire au minimum le niveau des lobes de rayonnement secondaires.

c. Réseau Circulaire

Considérons les antennes de même polarisation et qui sont distribuées selon la configuration circulaire suivante.

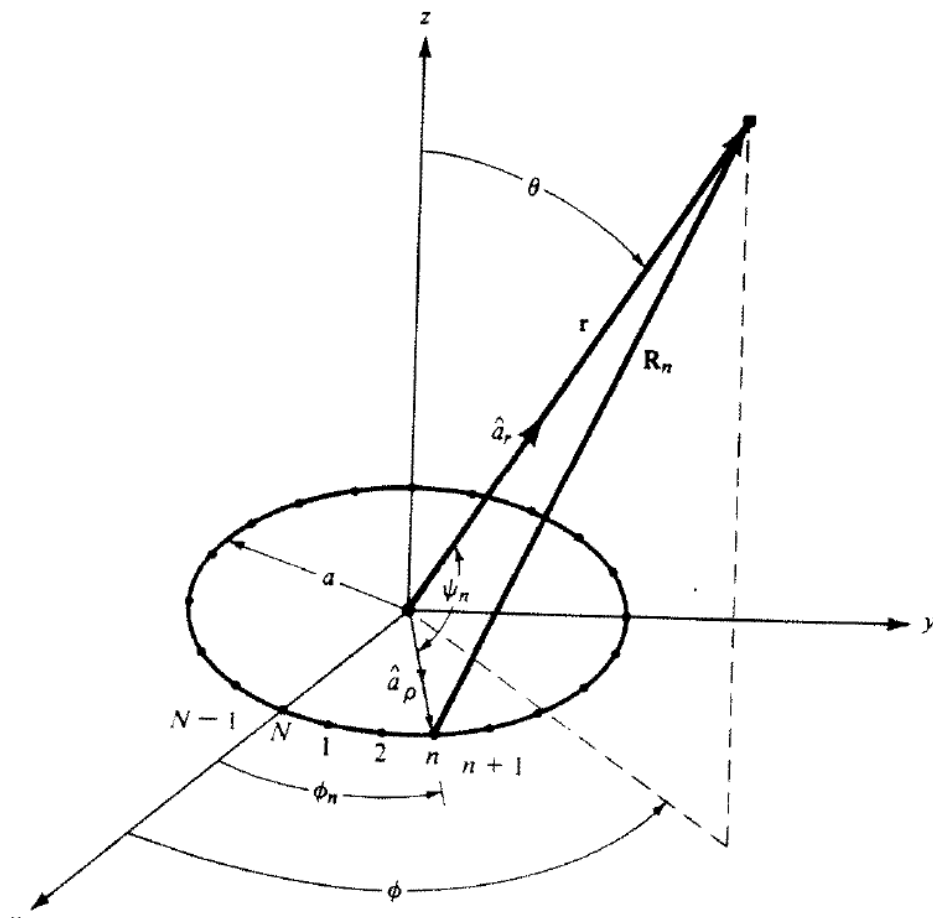


Figure II.8 : Réseau circulaire.

Pour un réseau d'antennes circulaire, le facteur de réseau peut s'écrire comme suit :

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n \cdot e^{j(k.a.\sin\theta.\cos(\phi-\phi_n)+\alpha_n)} \quad (\text{II.15})$$

I_n est l'amplitude et α_n est la phase d'excitation du nième élément.

Le maximum de $AF(\theta, \phi)$ se produit pour :

$$k.a.\sin\theta.\cos(\phi - \phi_n) + \alpha_n = 2.m.\pi, \quad m = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm n. \quad (\text{II.16})$$

Le principal maximum ($m=0$) est défini par la direction (θ_0, ϕ_0) , pour lequel :

$$\alpha_n = -k.a.\sin\theta_0.\cos(\phi_0 - \phi_n), \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (\text{II.17})$$

Si le réseau circulaire nécessite d'avoir un maximum de rayonnement dans la direction (θ_0, ϕ_0) , donc les phases de ces excitations doivent remplir la condition (II.17). Le facteur réseau est donné par :

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n \cdot e^{jk.a[\sin\theta.\cos(\phi-\phi_n)-\sin\theta_0.\cos(\phi_0-\phi_n)]} \quad (\text{II.18})$$

$$\Leftrightarrow AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n \cdot e^{jk.a(\cos\psi_n - \cos\psi_{0n})} \quad (\text{II.19})$$

$$\psi_n = \arccos[\sin\theta.\cos(\phi - \phi_n)]$$

$$\psi_{0n} = \arccos[\sin\theta_0.\cos(\phi_0 - \phi_n)]$$

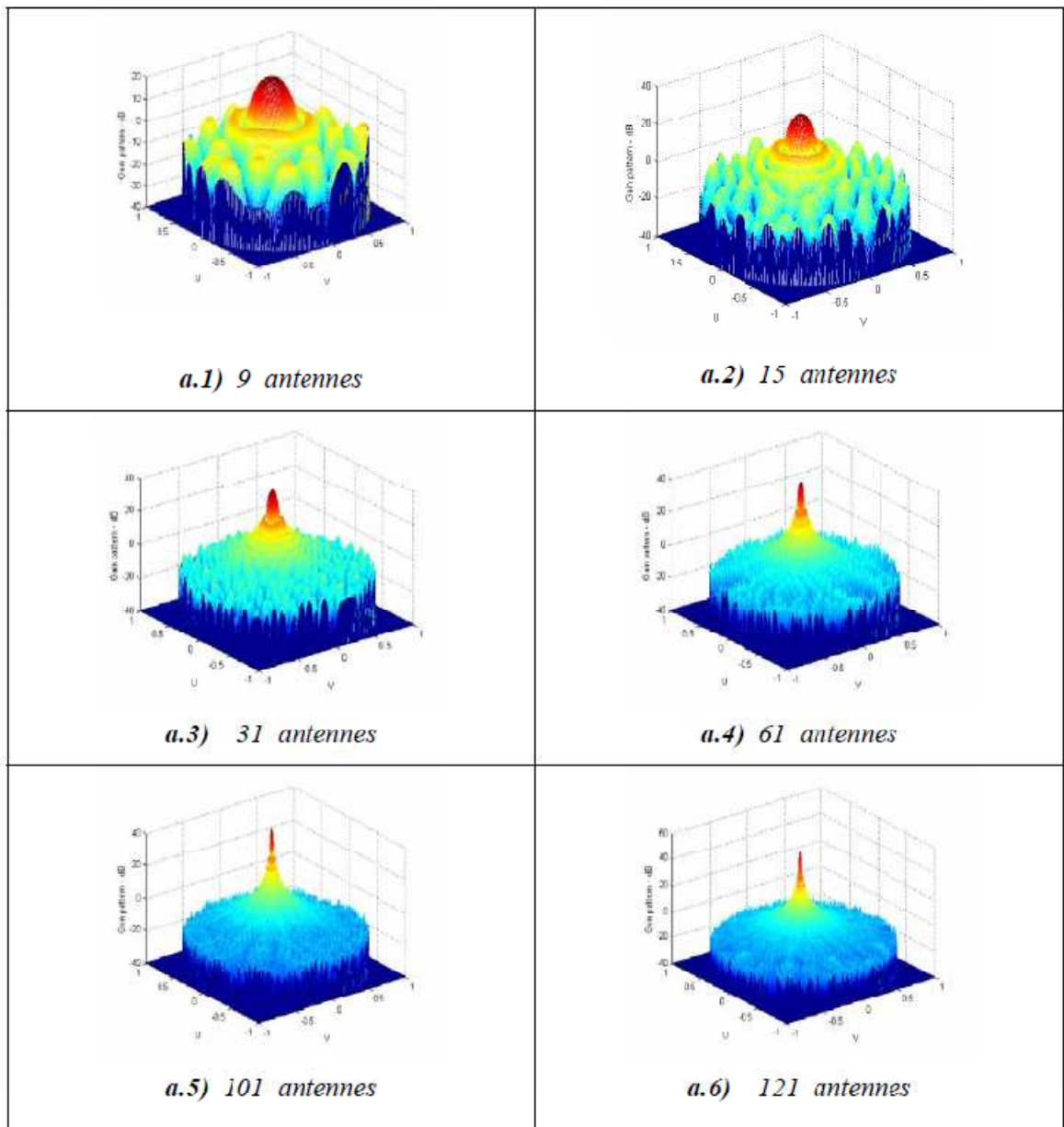


Figure II.9 : Diagrammes de rayonnement de réseau circulaire.

La Figure II.9 : a.1, a.2, a.3, a.4, a.5 et a.6 présente les variations de la puissance (*diagrammes de rayonnement*) que rayonne le réseau circulaire en fonction du nombre d'antennes (9, 15, 31, 61, 101, 121 antennes).

L'augmentation du nombre d'antennes a entraîné des diagrammes de rayonnement caractérisés par un lobe principal plus directif et des lobes de rayonnement secondaires réduits.

II.3- Antennes intelligentes

Les systèmes à antennes adaptatives ou intelligentes (*smart antennas*) [31] 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 [52]. Habituellement, ces systèmes reposent sur un réseau antennes et sur un processeur récepteur adaptatif temps réel qui attribue des poids aux éléments afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. Un réseau d'antennes adaptatives peut donc être défini comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres grâce à une boucle à retour de décision interne pendant le fonctionnement de l'antenne.

Dans les systèmes d'antennes traditionnels, chaque émetteur envoie son signal de façon très large principalement à cause du fait que la position du récepteur est inconnue [15].

Ce type de transmission pollue l'environnement électromagnétique en augmentant le niveau d'interférence global par une émission de puissance dans des directions inutiles. A contrario, les systèmes à antennes intelligentes déterminent la localisation du mobile pour se focaliser et émettre l'énergie uniquement dans les directions souhaitées [2].

II.3.1- Récepteur d'antenne intelligente [28]

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_M avec lesquels le signal

reçu de chacun des éléments sera multiplier. Ce vecteur de pondérations génère le diagramme de rayonnement d'antennes dans la direction de la liaison montante. Le vecteur de pondérations peut être optimisé par deux critères : le maximum du signal reçu de l'utilisateur désiré (*antennes à faisceaux commuté*) ou le maximum de SINR par la suppression du signal des sources d'interférences (*antennes adaptatives*).

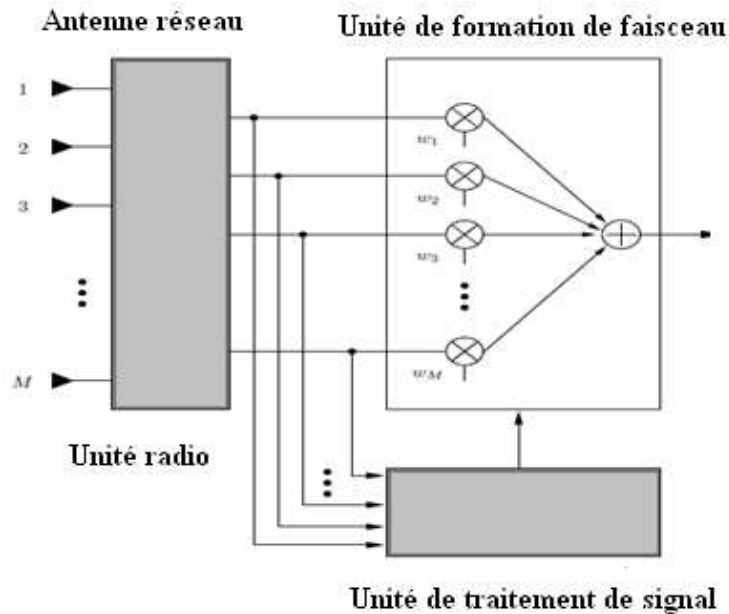


Figure II.10 : Antenne intelligente réceptrice.

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.

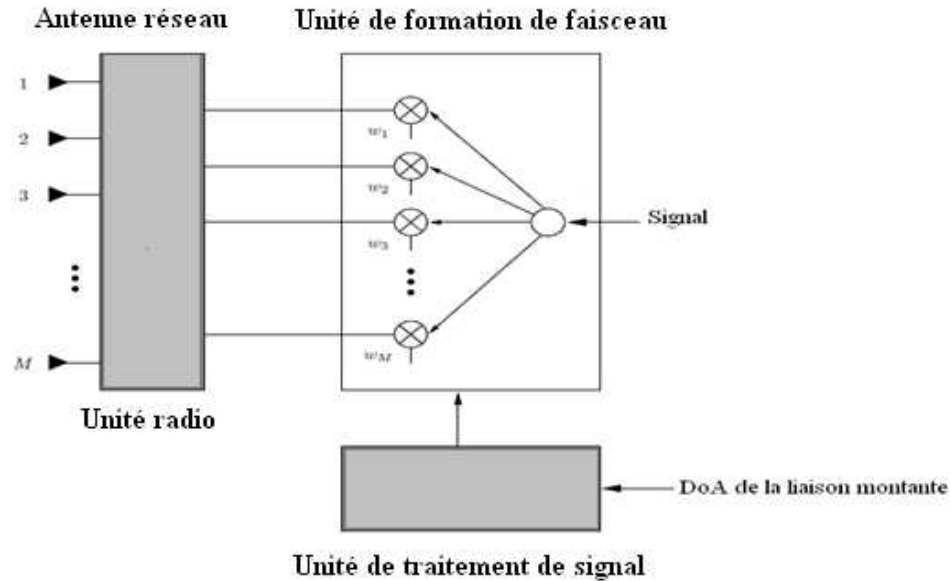


Figure II.11: Antenne intelligente émettrice.

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. Donc, en ajoutant un éventail d'antennes et ayant recours à un mode perfectionné de traitement numérique des signaux, on peut créer les antennes intelligentes.

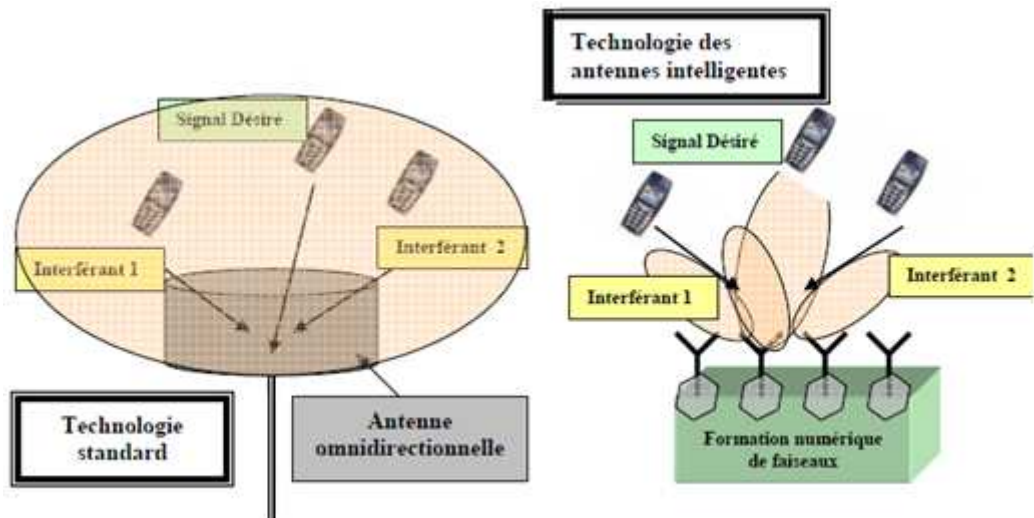


Figure II.12: Le principe de base d'une antenne intelligente.

La technologie des antennes intelligentes permettra deux choses :

1- L'augmentation du nombre d'utilisateurs que pourra desservir un système cellulaire donné.

2- L'accroissement de l'éventail des services offerts par le système cellulaire.

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

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

Cette amélioration de qualité et l'augmentation du nombre d'utilisateurs et de services sont des atouts pour les futurs systèmes sans fils [38].

II.4- Avantages des antennes intelligentes

La caractéristique principale des antennes intelligentes est le pouvoir d'élimination des interférences pour les applications radio-mobiles ce qui donne un meilleur rapport signal sur bruit, donc une augmentation de la capacité en nombre d'utilisateurs [43].

Les prochaines générations des systèmes de communications sans fils devront supporter un trafic de plus en plus important. Supporter des services à haute qualité sur des canaux dont le spectre est limité, implique qu'une augmentation de la capacité par rapport aux systèmes actuels est nécessaire [9]. Pour atteindre ces objectifs plusieurs techniques et approches sont envisageables.

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

II.4.1- Réduction de la taille du motif (RTM)

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

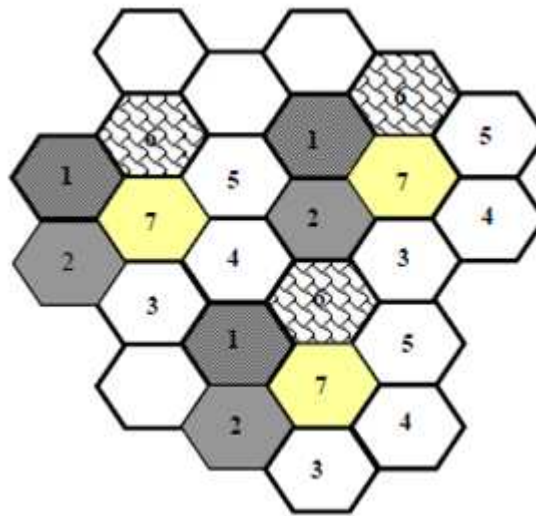


Figure II.13 : *Le concept cellulaire.*

Les cellules utilisant les mêmes fréquences sont appelées co-cellules. On appelle " motif " le plus petit groupe de cellules contenant l'ensemble des canaux une et une seule fois, (**Figure II.13**). L'organisation des cellules au sein du motif est telle qu'elle minimise l'interférence co-canal, chacune étant associée à un sous-ensemble de fréquences.

Appelons « K » la taille du motif (nombre de cellules par motif) et « R » le rayon d'une cellule. La distance « D » de réutilisation des fréquences est donnée par la relation :

$$D = \sqrt{3 \cdot K} \cdot R \quad (\text{II.20})$$

Pour augmenter la capacité en nombre d'utilisateurs, deux solutions sont envisageables. La première consiste, pour K fixé, à adapter la taille des cellules en fonction du trafic. L'inconvénient majeur de cette approche est de nécessiter un nombre important de BTS, ce qui se traduit par un coût d'investissement et d'entretien supplémentaire pour l'opérateur d'une part, et par un transfert inter-cellulaire (handover) plus fréquent d'autre part.

La deuxième solution consiste, pour une taille de cellule donnée, à diminuer K , mais le prix à payer est une dégradation de la qualité des communications. Une antenne adaptative est une solution à ce problème car elle peut former un diagramme de rayonnement de telle sorte que les signaux interférents soient spatialement rejetés.

La **Figure II.14** donne un exemple d'application ; trois utilisateurs, occupant le même canal dans des cellules différentes. Le plus à gauche correspond à l'utilisateur que l'on souhaite isoler tandis que les deux autres sont les interférents. La station de base de la cellule "utile" va donc optimiser son diagramme de rayonnement afin que les interférents co-canaux soient annulés. Il est alors possible de diminuer le facteur K , le cas extrême étant $K = 1$, tout en conservant une qualité de communication acceptable.

L'inconvénient est une complexité accrue au niveau de la station de base pour deux raisons :

- Mise en œuvre d'un réseau d'antennes : augmentation du matériel, calcul des pondérations, ..., etc.;
- Il faut éviter que les directions d'incidence des signaux utiles et interférents soient identiques. L'organe d'allocation des canaux doit donc être en mesure de faire basculer l'un des utilisateurs sur un autre canal après mesure du niveau d'interférence.

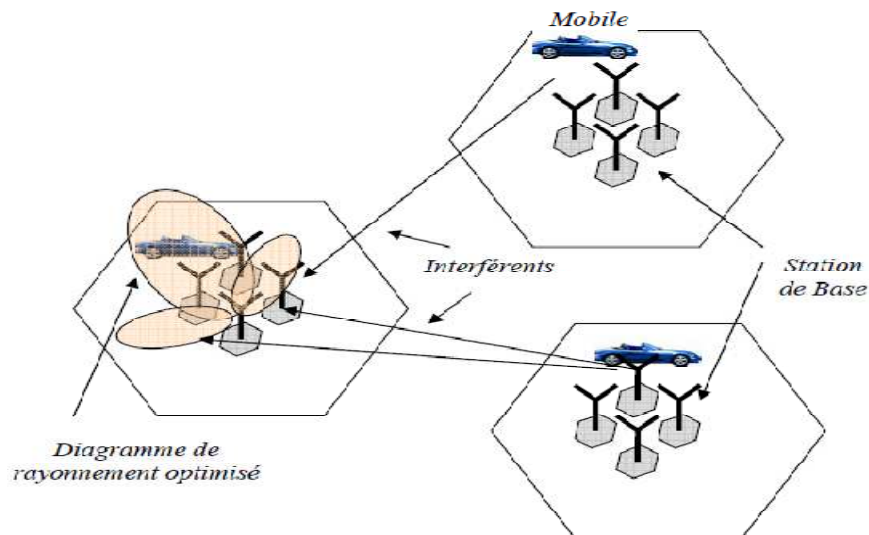


Figure II.14 : Principe de la technique RTM.

II.4.2-Accès Multiple par Répartition Spatiale, AMRS (SDMA, Space Division Multiple Access)

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

technique découle directement du concept d'antenne intelligente. Elle peut être utilisée avec toutes les méthodes d'accès conventionnelles (*FDMA, TDMA et CDMA*). Les modifications nécessaires sont limitées aux BSs et ne concernent pas les mobiles, ce qui permet l'introduction de SDMA dans les systèmes existants. La technique SDMA peut être considérée comme une technique de filtrage spécial obtenu en utilisant, au niveau de la BS, une antenne adaptative. Une structure identique est adoptée à l'émission. Ce système est composé par une antenne réseau et par un DSP (Digital Signal Processor) dont le rôle est de traiter en temps réel les signaux reçus et ceux à émettre au niveau des antennes. Les N signaux obtenus au niveau de N antennes du réseau sont envoyés à la DSP, multipliant le signal de chaque antenne par une valeur approprié w_i^* et sommant finalement tous les termes.

Le signal de sortie s'écrit sous la forme :

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i^* \cdot x_i(t) \quad (\text{II.21})$$

Le choix adéquat des poids du vecteur $w = [w_1, w_2, \dots, w_N]$ permet de définir le profil du diagramme de rayonnement de l'antenne selon les caractéristiques souhaitées. En particulier, le vecteur w est déterminé selon une stratégie adaptative. Cette approche comporte les principaux avantages suivants :

- Réutilisation des porteuses et donc de la bande de fréquence dynamiquement et de façon adaptative à l'intérieur de la zone de couverture (plus d'utilisateurs peuvent donc être desservis par la même bande de fréquences) ;
- Les faisceaux étant dirigés vers l'utilisateur, la propagation par multitrajets est considérablement réduite et l'interférence entre canaux est également réduite ;
- La consommation d'énergie est réduite si on la concentre vers l'utilisateur, avec une pollution électromagnétique réduite ;
- La confidentialité des communications est augmentée par la directivité des faisceaux. Intercepter une communication ne devient possible que si l'on se trouve sur le faisceau.

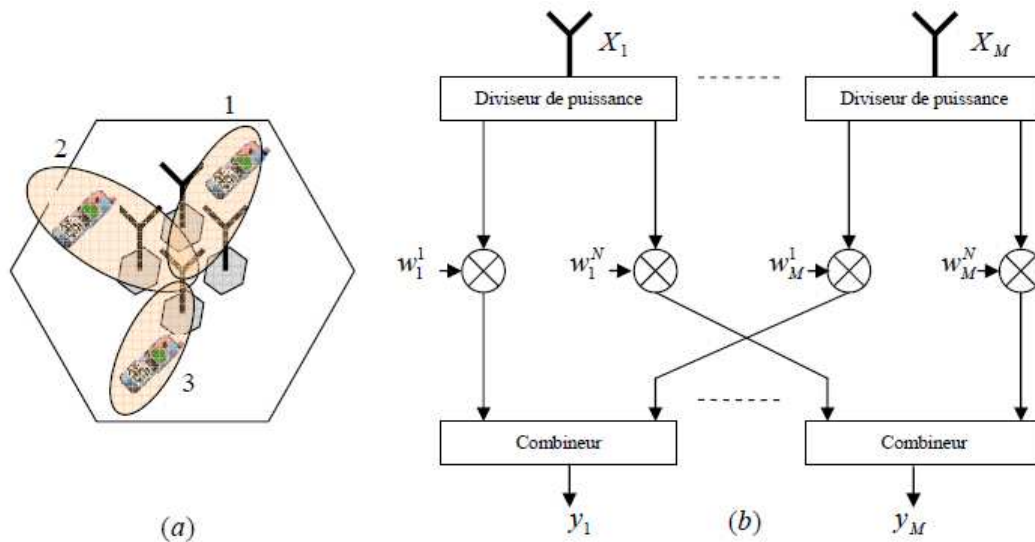


Figure II.15: Principe de la technique SDMA
 (a) Faisceaux formés - (b) Structure du réseau (BTS).

II.5- Type des antennes intelligentes

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

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

II.5.1- Systèmes à faisceaux commutés (SBA)

Les antennes à faisceaux commutés sont des antennes directrices déployées aux stations de base d'une cellule. Elles ont uniquement une fonction de commutation de base entre les antennes directionnelles séparées ou des faisceaux prédéfinis d'un réseau. Ce système donne les meilleures performances, habituellement en termes de puissance reçue. Les sorties des divers éléments sont prélevées périodiquement pour établir ce qui a le meilleur faisceau de réception. En raison de la directivité plus élevée comparée à une antenne conventionnelle, un certain gain est réalisé [28].

Dans ce type de système, des diagrammes de rayonnement déterminés avant le déploiement sont sélectionnés pendant l'opération. Le réseau à faisceaux commuté est relativement simple à mettre en application que les réseaux adaptatifs sophistiqués, mais il donne une amélioration limitée, exigeant seulement un réseau d'alimentation de sources (*Network Beamforming*), un commutateur RF, et une commande logique pour choisir un faisceau spécifique.

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

II.5.2- Antennes adaptatives

Depuis les travaux précurseurs menés par **HOWELLS** et **APPLEBAUM** de l'université de Syracuse dans les années 60, les antennes adaptatives font l'objet d'un effort de recherche important. Initialement développées pour des applications en radar, sonar et sismologie, 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. Grâce à la capacité de poursuite précise et de rejet d'interférence, plusieurs utilisateurs peuvent se partager le même canal à l'intérieur de la même cellule [43].

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

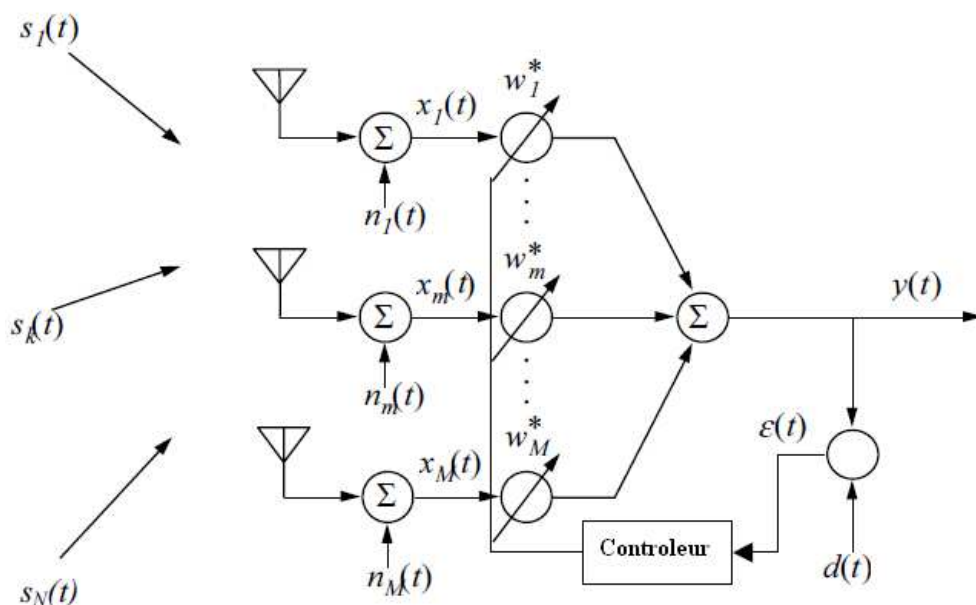


Figure II. 16: Réseau d'antenne adaptative.

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

Les systèmes mobiles conventionnels utilisent habituellement une certaine sorte de diversité d'antenne (diversité par exemple de l'espace, de polarisation ou d'angle). Des antennes adaptatives peuvent être considérées comme un système prolongé de diversité, ayant plus de deux branches de diversité. L'amélioration de cette technique peut être obtenue en la combinant avec la technique CDMA, avec une égalisation adaptative ou avec de la diversité de polarisation.

Les applications des antennes adaptatives sont nombreuses. Celles-ci peuvent s'appliquer à des réseaux locaux de proximités tels que le réseau de données sans fils Bluetooth ou de téléphonie numérique sans fils DECT ou encore à des réseaux cellulaires plus vastes tel que le réseau GSM [38].

La sortie du réseau s'écrit :

$$y(t) = [w_1, w_2, \dots, w_N] \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = W^H(t) \cdot X(t) \quad (\text{II.22})$$

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

$$\varphi_n = [2 \cdot \pi \cdot d \cdot (n - 1) / \lambda] \cdot \sin \theta_s \quad (\text{II.23})$$

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

$$x_n(t) = e \cdot \exp j(\omega \cdot t + \varphi_n) \quad (\text{II.24})$$

Des équations II.22, II.23 et II.24, nous obtenons :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N e \cdot w_n \cdot \exp j[(\omega \cdot t + (2 \cdot \pi \cdot d(n - 1) / \lambda) \sin \theta_s)] \quad (\text{II.25})$$

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

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

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.

Un réseau constitué de M antennes possède $M-1$ degrés de liberté. Il est donc possible de former N lobes dans les directions des sources utiles sous la contrainte de gain nul dans $M-N-1$ directions différentes. Le vecteur de pondérations doit donc satisfaire le système d'équations suivant :

$$w^H \cdot x(\theta_i) = 1 \quad i = 1, \dots, N \quad (N \text{ lobes}) \quad (\text{II.26})$$

$$w^H \cdot x(\theta_i) = 0 \quad i = 1, \dots, K - 1 \quad (K - 1 \text{ zéros}) \quad (\text{II.27})$$

Qui, sous forme matricielle, devient :

$$w^H \cdot X = e_1^T \quad (\text{II.28})$$

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

$$X = [x(\theta_0), x(\theta_1), \dots, x(\theta_{k-1})] \quad (\text{II.29})$$

Et e_1 est un vecteur dont seul le premier élément est non nul : $e_1 = [1, 0, \dots, 0]^T$

La **Figure II.17** donne une configuration possible de ce type de traitement. La première étape consiste à estimer les angles d'arrivés de toutes les sources. Connaissant la structure du réseau, linéaire par exemple, il est possible de former la matrice A et son inverse ou pseudo inverse. Il ne reste qu'à calculer les pondérations optimales.

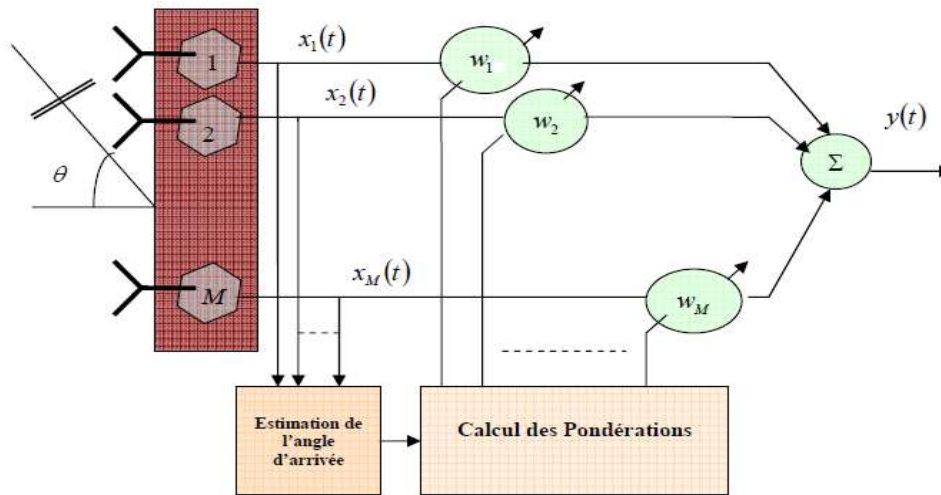


Figure II.17 : Configuration de l'antenne pour la formation de voies.

II.7- Formation de voies optimales

Les pondérations optimales sont calculées sur la base d'un critère de performance que l'on peut classer en trois catégories. La première regroupe les critères basés sur la connaissance de la (les) direction(s) d'incidence de la source utile. Contrairement à la méthode de formation de voies classique, les DoAs des interférents ne sont pas nécessaires. La seconde catégorie suppose que le récepteur renvoie à l'unité de contrôle un signal corrélé avec le signal utile. Ce signal peut être une porteuse pure, une séquence d'apprentissage ou le code correspondant au signal utile en CDMA.

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

II.7.1- Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile

La stratégie est de déterminer les pondérations de telle sorte que la combinaison des sorties soit optimale selon un critère à définir. Dans le cas des techniques basées sur les directions d'arrivée, on utilise classiquement trois critères : le critère du rapport signal sur bruit plus interférences (SINR), le critère du maximum de vraisemblance (ML : 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 $s_0(t)$ est connu du récepteur, on peut choisir de minimiser l'erreur entre la sortie de l'antenne et $s_0(t)$. En pratique, le récepteur ne connaît pas le signal émis sur toute la durée d'une communication mais seulement sur un laps de temps associé à une séquence d'apprentissage. A chaque mobile est associée une séquence d'apprentissage qui est

insérée dans la trame de donnée. Le système numérique européen actuel, le GSM, utilise par exemple une séquence de 26 bits afin d'estimer la réponse impulsionnelle du canal nécessaire à la mise en œuvre d'un égaliseur [29]. Cette séquence peut également servir au calcul des pondérations du réseau d'antennes.

II.7.3- Algorithmes adaptatifs

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles [33,57]. Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle. Les algorithmes utilisés sont:

a. Le LMS: Algorithme du gradient stochastique

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

$$w(n+1) = w(n) + \frac{1}{2} \cdot \mu [-\nabla(E\{\varepsilon^2(n)\})] \quad (\text{II.30})$$

Ou

$$E\{\varepsilon^2(t)\} = -2 \cdot r_{xd} + 2 \cdot R_{xx} \cdot w \quad (\text{II.31})$$

Ce qui revient à écrire :

$$w(n+1) = w(n) + \mu [r_{xd} - R_{xx} \cdot w(n)] \quad (\text{II.32})$$

μ : le gain constant, control le taux d'adaptation.

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

$$\hat{R}_{xx}(n) = x(n) \cdot x^H(n) \quad (\text{II.33})$$

$$\hat{r}_{xd}(n) = d^*(n) \cdot x(n) \quad (\text{II.34})$$

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

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

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

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=N_1}^{N_2} x(i).x^H(i) \quad (\text{II.35})$$

Et

$$\hat{r}_{xd} = \sum_{i=N_1}^{N_2} d^*(i).x(i) \quad (\text{II.36})$$

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

c. Le RLS : Algorithme des moindres carrés récursifs

La méthode RLS estime R_{xx} et r_{xd} en utilisant une somme pondérée [8]

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1}.x(i).x^H(i) \quad (\text{II.37})$$

$$\hat{r}_{xd}(n) = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1}.d^*.x(i).x(i) \quad (\text{II.38})$$

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

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

$$\hat{R}_{xx}(n) = \gamma.\hat{R}_{xx}(n-1) + x(n).x^H(n) \quad (\text{II.40})$$

$$\hat{r}_{xd}(n) = \gamma.\hat{r}_{xd}(n-1) + d^*(n).x(n) \quad (\text{II.33})$$

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

$$R_{xx}^{-1}(n) = \gamma^{-1}[R_{xx}^{-1}(n-1) - q(n).r_{xd}.R_{xx}^{-1}(n-1)] \quad (\text{II.34})$$

Où le facteur q est donné par :

$$q(n) = \frac{\gamma^{-1} \cdot R_{xx}^{-1}(n-1) \cdot x(n)}{1 + \gamma^{-1} \cdot x^H \cdot R_{xx}^{-1}(n-1) \cdot x(n)} \quad (\text{II.35})$$

Finalement, les pondérations sont remises à jour [58]:

$$\hat{w}(n) = \hat{w}(n-1) + q(n) \cdot [d^*(n) - \hat{w}^H(n-1) \cdot x(n)] \quad (\text{II.36})$$

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

d. Le CMA : Algorithme à module constant

L'algorithme à module constant est un algorithme adaptatif sans visibilité proposé par **GODARA** [33], par **TREICHLER** et **AGEE** [4]. Il n'exige aucune connaissance précédente du signal désiré. En forçant le signal reçu pour avoir une amplitude constante, CMA récupère le signal désiré.

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

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) - \mu \cdot x(n) \cdot \varepsilon^*(n) \quad (\text{II.37})$$

Et

$$\varepsilon(n) = [1 - |y(n)|^2] \cdot y(n) \cdot x(n) \quad (\text{II.38})$$

Quand l'algorithme de CMA converge, il converge vers une solution optimale, mais la convergence de cet algorithme n'est pas garantie parce que la fonction « ε » n'est pas convexe et peut avoir des faux minima [36]. Un autre problème potentiel est que s'il y a plus d'un signal fort, l'algorithme peut acquérir un signal peu désiré. Ce problème peut être surmonté si les informations additionnelles sur le signal désiré sont disponibles.

e. L'AG : Algorithme génétique

L'algorithme génétique [34] est une méthode itérative dont le principe est basé sur la compréhension des mécanismes de la sélection naturelle et de l'évolution des espèces.

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

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

- Individu/chromosome/séquence : une solution potentielle du problème ;

- Population : un ensemble de chromosomes ou de points de l'espace de recherche ;
- Environnement : l'espace de recherche ;
- Fonction de fitness : la fonction - positive - que nous cherchons à maximiser.

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

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

Les AGs sont alors basés sur les phases suivantes :

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

Le nombre de générations que l'on souhaite exécuter peut être fixe apriori. C'est ce que l'on est tente de faire lorsque l'on doit trouver une solution dans un temps limite.

L'algorithme peut être arrêté lorsque la population n'évolue plus ou plus suffisamment rapidement.

L'utilisation de l'AG dans différents champs d'étude a démontré son efficacité. En effet, il s'est révélé simple dans sa mise en œuvre mais puissant dans ses performances relatives à d'autre méthodes [5].

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

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

3. Les algorithmes génétiques n'utilisent que les valeurs de la fonction étudiée, pas sa dérivée, ou une autre connaissance auxiliaire ;

4. Les algorithmes génétiques utilisent des règles de transition probabilistes, et non déterministes.

II.8- Conclusion

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

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

Les systèmes basant sur le mode d'échange appelé SISO, qui consiste à avoir une antenne à l'émission et une antenne à la réception restent très limité en terme de débit, et ne peut pas empêcher certains phénomènes nuisibles dus à l'environnement de propagation; c'est pourquoi les chercheurs ne cessent de proposer des solutions pour accroître les débits de transmission. Ainsi l'apparition de nouveaux systèmes multi-antennes pour des applications a construit une révolution pour la quatrième génération (4 G).

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.

La technologie MIMO

La technologie MIMO

III.1- Introduction

Les radiocommunications sont déjà passées par trois générations de technologie.

Chaque génération est marquée par une nouvelle technologie.

Au début des années 1980, le réseau cellulaire public a été créé pour fournir des services de téléphonie vocale. Ce système a constitué la première génération de radiocommunication (*1G*) qui est basée sur la technologie de multiplexage par répartition en fréquence (*FDMA*).

Dix ans après, la deuxième génération (*2G*) de radiocommunication a introduit la technique de transmission numérique et la technique de multiplexage par répartition dans le temps (*TDMA*), afin de fournir une meilleure communication. Il a pu fournir des services de la voix, de la télécopie, et de la messagerie.

En raison de la demande croissante en termes du débit et de la variété de services, la troisième génération (*3G*) a mis en œuvre pour répondre à ces besoins. Elle est basée sur la technologie de multiplexage par répartition en code.

Il y a encore de demande croissante de débits plus élevés et des services de meilleure qualité. Bien que les techniques actuelles soient arrivées presque à la limite théorique de Shannon, elles ne peuvent pas satisfaire l'efficacité spectrale demandée par les systèmes présents et futurs. La technique MIMO découverte en 1996 par les chercheurs de Bell Labs [19] reste la plus prometteuse, elle peut augmenter d'une manière substantielle l'efficacité spectrale [55] [54] [17]. Par exemple, les standards de réseaux locaux sans fils à haut débit, tels que IEEE 802.11n, HiperLAN2 [26] et IEEE 802.16 [27], vont adopter les systèmes MIMO dans leurs futures normes. Le débit des transmissions de la technique HSDPA peut atteindre 21.6Mb/s en utilisant les systèmes MIMO [26]. Contrairement aux systèmes classiques (SISO, MISO et SIMO), un système MIMO est un système de communication qui utilise plusieurs antennes à l'émission aussi bien qu'à la réception. Cette technique a reçu beaucoup d'intérêt ces dernières années et a donné lieu à de nombreux travaux [25].

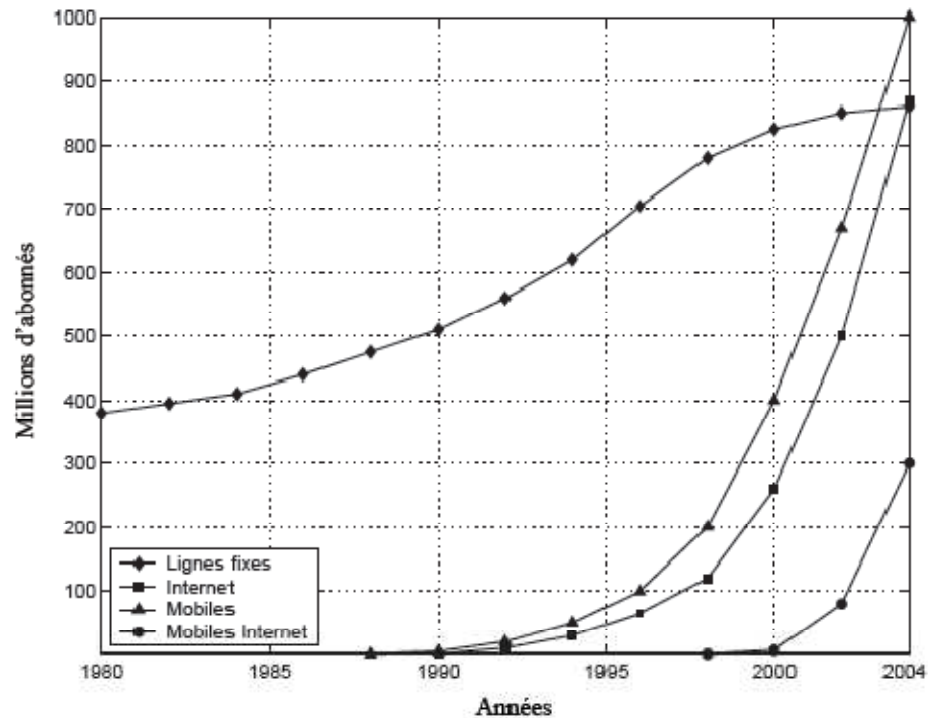


Figure III.1 : Illustration de l'évolution des besoins en termes de transferts d'informations.

III.2-Présentation des systèmes multi-antenne

Les transmissions via le canal radio mobile sont fortement pénalisées par les évanouissements du signal, dus à la fois aux trajets multiples et aux interférences entre symboles.

Pour pallier ces deux inconvénients, une solution est étudiée 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. L'idée générale est de tirer profit de la dimension spatiale du canal et d'exploiter les trajets multiples plutôt que de les supprimer.

Bien sûr, les systèmes multi-antennes sont connus depuis longtemps, mais jusqu'à récemment ils étaient utilisés pour donner de la directivité à l'émetteur ou au récepteur. Pour ces systèmes dits (*conventionnels*), lorsque l'émetteur possède plusieurs antennes, il émet sur chacune d'elles une version déphasée du même symbole, fournissant ainsi une directivité réglable à l'émetteur. Le récepteur avec plusieurs antennes peut lui aussi, en pondérant le signal de chaque capteur, choisir une direction de réception privilégiée.

Les antennes émettrices transmettent chacune un symbole différent, indépendant de celui des autres antennes, mais en utilisant la même modulation, la même fréquence porteuse

et en étant synchronisées. La bande passante utilisée reste identique à celle d'un système mono émetteur, mais comme plusieurs symboles sont émis, l'efficacité spectrale augmente.

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. Ceci facilite la récupération de l'information émise. La technique MIMO est considéré comme une technique très prometteuse pour la quatrième génération des systèmes sans fils (4G) [59].

III.3- Concept et capacité des canaux MIMO

Les techniques MIMO [37] utilisées dans des environnements riches en diffuseurs permettent d'améliorer 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. 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 :

- Les codes espace temps en blocs ;
- Le multiplexage spatial ;
- Le MIMO Beamforming.

Deux catégories de systèmes MIMO peuvent être distinguées. Ces différences dépendront de l'endroit où l'on met en œuvre la diversité spatiale, à savoir sur le réseau d'antennes à l'émission ou sur le réseau d'antennes à la réception. On parlera alors de systèmes MISO et de systèmes SIMO.

La combinaison des deux systèmes 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 :

$$D_s = N_t \times N_r \quad (\text{III.1})$$

Les systèmes MIMO [3] et ses dérivés pourront être ainsi représentés sur la **Figure III.2.**

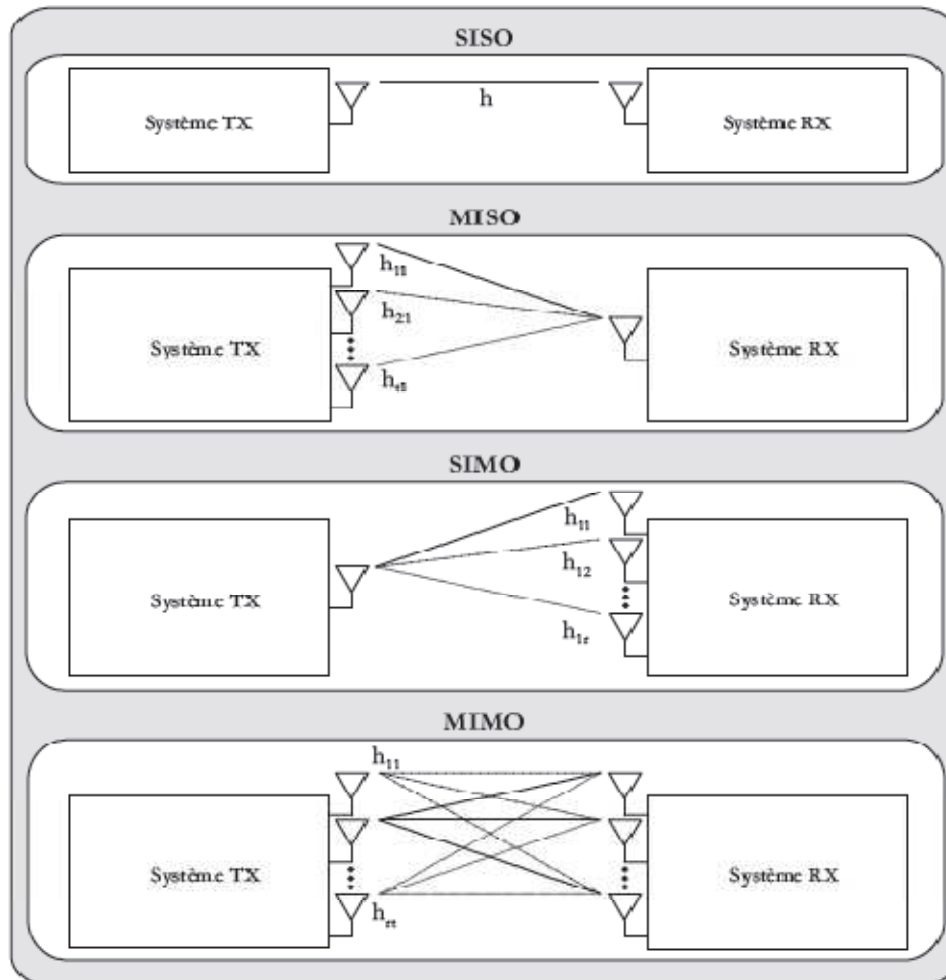


Figure III.2 : Le concept MIMO.

- **Canal SISO**

La capacité d'un canal SISO est [16] :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 \cdot W} \right) \quad \text{bps} \quad (\text{III.2})$$

En normalisant la capacité par la bande utile W , on obtient:

$$C = \log_2(1 + \rho) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{III.3})$$

P : La puissance du signal utile (Watt) ;

N_0 : La densité spectrale de puissance du bruit (W/Hz) ;

W : La bande passante utile (Hz) ;

ρ : Le rapport signal sur bruit.

- **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 :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_r^2 \cdot \frac{P}{N_0 \cdot W} \right) \quad \text{bps} \quad (\text{III.4})$$

En normalisant la capacité par la bande utile W , on obtient:

$$C = \log_2(1 + N_r^2 \cdot \rho) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{III.5})$$

- **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 :

$$P = \sum_{i=1}^{N_t} P_i \quad (\text{III.6})$$

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

$$P = N_t \cdot P_i \quad (\text{III.7})$$

La capacité du canal MISO :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_t \cdot \frac{P_i}{N_0 \cdot W} \right) \quad \text{bps} \quad (\text{III.8})$$

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 \cdot W} \right) \quad \text{bps} \quad (\text{III.9})$$

En normalisant la capacité par la bande utile W , on obtient:

$$C = \log_2(1 + \rho) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{III.10})$$

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

- **Canal MIMO**

Le passage d'un système SISO à un système MIMO se justifie de plusieurs manières.

En effet l'ajout d'antennes à l'émission et à la réception entraîne un gain de diversité spatiale. Dès lors, 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, i.e. 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 répartie entre les N_t antennes de façon à ce que leur somme reste égale à P . Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de 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 :

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

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \cdot H \cdot H^* \right] \right) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{III.11})$$

I_{N_r} : La matrice unité ;

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

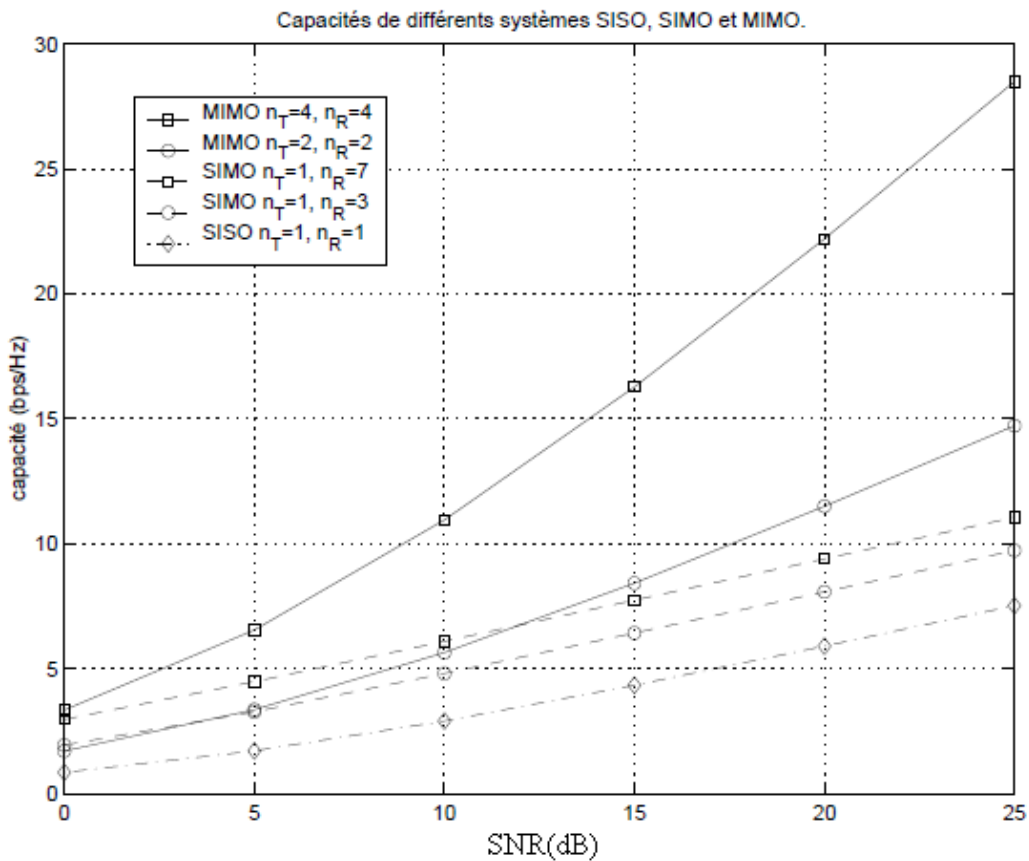


Figure III.3 : Capacités de systèmes SIMO et MIMO à 4 et 8 antennes par rapport au canal SISO.

La **Figure III.3** représente l'espérance de la capacité en fonction du SNR pour plusieurs valeurs de n_T et n_R . La capacité de système MIMO [40] augmente donc beaucoup plus vite que dans les cas SISO et SIMO.

L'avantage en capacité des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples.

Tout d'abord ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices [47], [18].

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

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 de transmission N_t et de réception N_r [42]. 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 [13] est de créer de la redondance ou de la corrélation entre symboles transmis sur les dimensions spatiale et temporelle. Un code spatio-temporel est caractérisé par son rendement, son ordre de diversité et son gain de codage. Le rendement du code espace-temps est égal au rapport entre le nombre de symboles émis et le nombre de durées symboles correspondant. L'ordre de diversité est égal au nombre de voies indépendantes à la réception. Enfin, le gain de codage correspond au gain apporté par le système codé, en termes de performance, par rapport au système non-codé. Un code spatio-temporel est dit à rendement plein lorsque son rendement est égal au nombre d'antennes à l'émission. 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. 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.

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

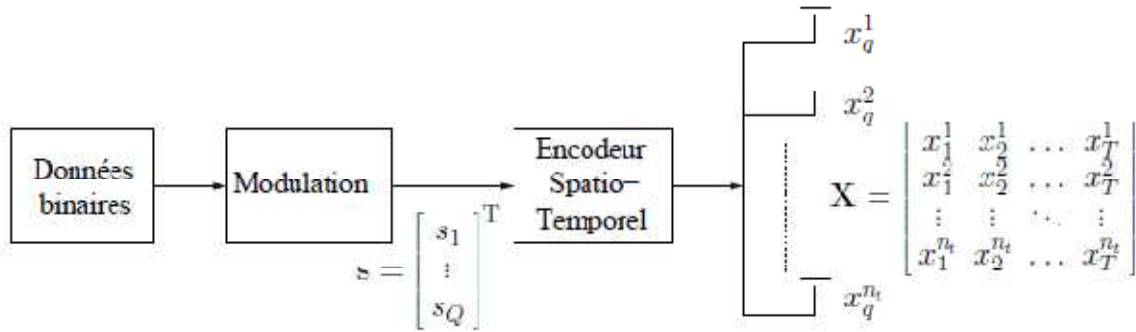


Figure III.4 : Le schéma de principe du codage spatio-temporel.

Ce codage consiste à associer à chaque groupe de Q symboles utiles résultant de la modulation, une matrice $X = \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & \dots & x_T^1 \\ x_1^2 & x_2^2 & \dots & x_T^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_1^{n_t} & x_2^{n_t} & \dots & x_T^{n_t} \end{bmatrix}$ où T est le nombre de périodes symboles nécessaires pour transmettre cette matrice, et $x_t^l, t = 1, 2, \dots, T; l = 1, 2, \dots, n_t$ représente une combinaison linéaire de ces Q symboles utiles modulés et de leurs conjugués (**Figure III.4**).

Pour la conception de systèmes de transmission MIMO, les codes spatio-temporels ne sont donc pas les solutions les plus adaptées. En revanche les systèmes basés sur le multiplexage spatial permettent d'augmenter significativement le débit.

III.4.1- Codage spatio-temporel en treillis

Il consiste à coder [13] à l'aide d'une représentation sous forme de treillis (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 [23] 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 dans [55] 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.

Le STTC [25] crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (*plusieurs antennes émettrices*) et dans le temps (*symboles consécutifs*). Le codeur est composé de N_t polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément. En contrepartie la complexité de décodage augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes d'émission et l'ordre de modulation. La complexité de mise en œuvre exclut la mise en pratique de cette technique.

La **Figure III.5** propose le diagramme de treillis d'un STTC à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, 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).
- Ces symboles sont alors mis en forme par la MDP-4 avant l'émission par leur antenne respective.

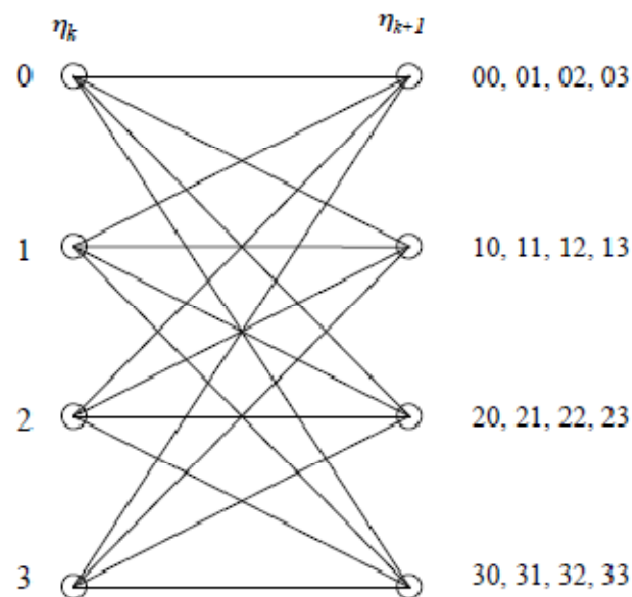


Figure III.5 : Diagramme de treillis pour un STTC à 4 états utilisant $N_t = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4.

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 simple 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.

Dans [13], les STBC sont définis comme une opération de modulation d'un bloc de symboles à la fois dans l'espace et dans le temps, créant ainsi des séquences orthogonales transmises par des antennes émettrices différentes. D'une manière générale, les codes spatio-temporels en bloc peuvent être vus comme le mapping d'une séquence de symboles complexes $\{s_0, s_1, s_2, \dots, s_{n-1}\}$ en une matrice C_c de taille $N \times d_s$.

Les symboles constituant la matrice C_c sont transmis pendant d_s périodes symboles et sur les N antennes d'émission, de telle sorte qu'à chaque période symbole les éléments d'une colonne de C_c sont transmis sur les N antennes.

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 non-linéaires**

Dans la littérature quelques travaux se sont intéressés à l'étude de ce type de codage.

Parmi ces travaux, nous citons SANDHU dans [20] qui a proposé un code non-linéaire dont le codage se fait en deux étapes :

- Les symboles complexes $\{s_0, s_1, s_2, \dots, s_{n-1}\}$ sont mappés par une fonction non linéaire en une séquence $\{\phi_n\}$.
- Les $\{\phi_n\}$ sont ensuite transformés par une fonction linéaire formant la matrice C_c .

- **Codes STB linéaires [14]**

Les codes STB 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'à 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 par la technique OSTBC 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 $R = 1$.

A l'instant $t=1$, les symboles s_1 et s_2 sont transmis respectivement sur les antennes 1 et 2 puis à l'instant $t=2$, les symboles s_2^* et s_1^* sont transmis sur les antennes 1 et 2. Ainsi sous forme matricielle, on a :

$$C_{STBC,2} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

$$[y_{11} \ y_{12}] = [h_{11} \ h_{12}] \cdot \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} + [n_{11} \ n_{12}] \quad (\text{III.13})$$

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

$$C_{STBC,2} \cdot C_{STBC,2}^H = (\|s_1\|^2 + \|s_2\|^2) \cdot I_2 \quad (\text{III.14})$$

Le code d'**ALAMOUTI** est le seul code orthogonal complexe permettant d'atteindre la diversité maximale. Il existe seulement quelques autres codes orthogonaux complexes ayant un rendement inférieur à 1. Par exemple pour $N_t = 3$, $N_r = 1$, $Q = 3$ et $T = 4$ et donc $R = 3/4$ on a le matrice code suivante:

$$C_{STBC,3} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & 0 \\ -s_2^* & -s_1^* & 0 & -s_3 \\ -s_3^* & 0 & s_1^* & s_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Il est possible de construire des codes de rendement supérieur ou égal à 1. Par exemple : $N_t = 4$ et $R=1$.

$$C_{STBC,4} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & -s_3^* & s_4 \\ s_2 & s_1^* & -s_4^* & -s_3 \\ s_3 & -s_4^* & s_1^* & -s_2 \\ s_4 & s_3^* & s_2^* & s_1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Cette matrice est obtenue à partir de deux matrices d'**ALAMOUTI** et d'une transformée de **HADAMARD**.

Remarque :

- Les codes STB ont des performances optimales pour des SNR faibles et moyens alors que les codes STT sont plus optimaux pour des SNR de grandes valeurs [35].
- Le code d'**ALAMOUTI** présente des très grands avantages. **SANDHU** dans [20] a démontré qu'un système avec deux antennes à l'émission et une seule antenne à la

réception utilisant le code d'ALAMOUTI peut atteindre la capacité du canal sans la connaissance des états de ce dernier par l'émetteur.

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 [14]. 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.

Le principe du multiplexage spatial est l'organisation en espace sans redondance d'une série d'informations. Il consiste à émettre simultanément N_t symboles de modulation sur N_t antennes d'émission sans codage spatio-temporel de ces symboles, ce qui correspond à associer au vecteur $s = [s_1, \dots, s_{N_t}]$ le vecteur spatio-temporel $X = [x_1 = s_1, \dots, x_{N_t} = s_{N_t}]^T$ transmis pendant une durée symbole depuis les N_t antennes d'émission [42].

Les antennes émettrices utilisent la même modulation et la même fréquence porteuse pour transmettre les symboles différents et indépendants sur les différentes antennes.

L'efficacité du système augmente donc en continuant à utiliser la même bande passante qu'un système classique.

III.5.1- D-BLAST

FOSCHINI a proposé dans [19] une architecture (Figure III.6) à multiplexage spatial de manière à exploiter de façon optimale la diversité et la capacité. Dans cette architecture, les symboles sont détectés successivement par antenne d'émission.

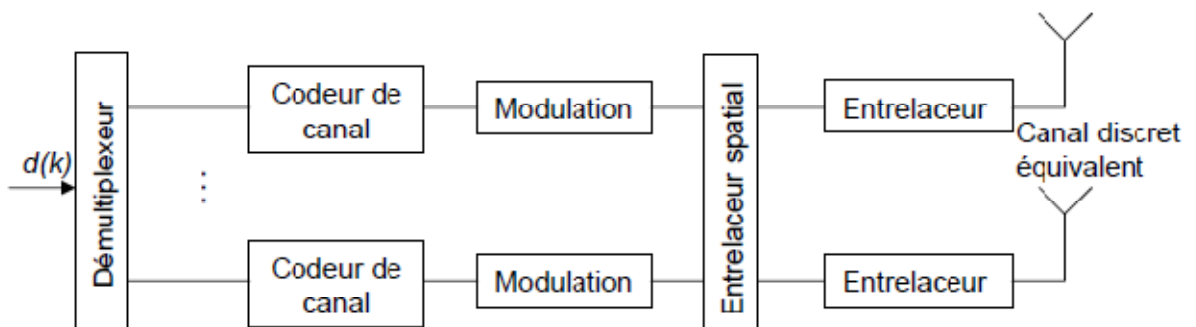


Figure III.6 : Architecture d'un transmetteur D-BLAST.

C'est une architecture diagonale nommée D-BLAST. La technique D-BLAST est décrite de manière plus théorique par **FOSCHINI** en 1998 en considérant par la suite des cas plus réalistes [20]. Le flux de données est démultiplexé en entrée en N_t 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, **FOSCHINI** et **WOLNIANSKY** proposent un système qu'ils nomment V-BLAST ou H-BLAST et qui a la particularité d'être plus simple à mettre en œuvre que D-BLAST.

III.5.2- V-BLAST

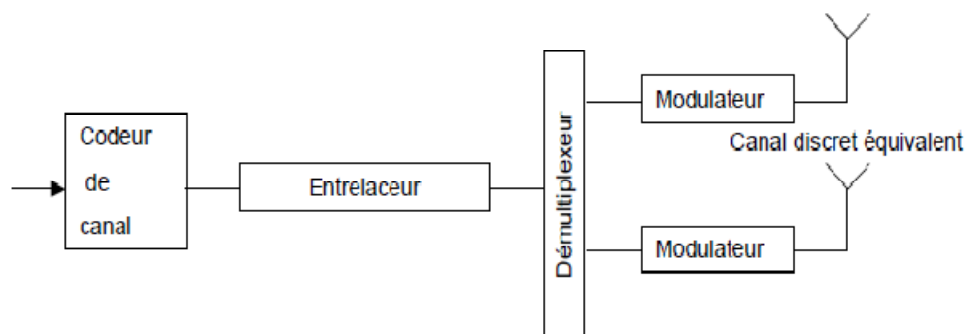


Figure III.7: Architecture d'un transmetteur V-BLAST.

Le V-BLAST [21], [49] peut être vu comme une classe spéciale des codes de multiplexage spatial, son principe consiste à diviser le flux de données à l'entrée en plusieurs sous-flux, ces derniers sont transmis sur des antennes différentes. Cette architecture vise principalement à augmenter la capacité du système.

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.

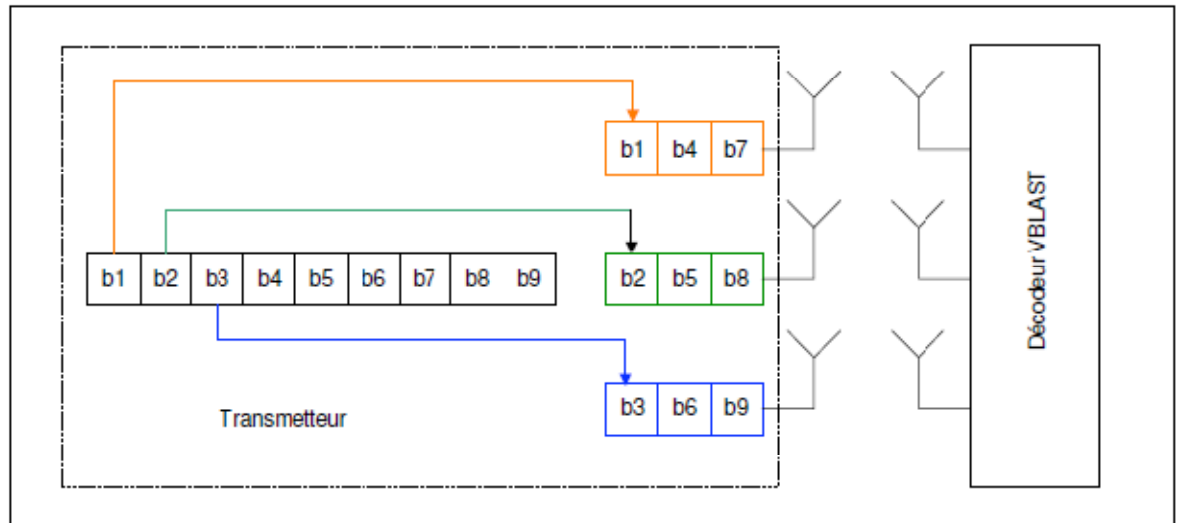


Figure III.8 : Principe de l'architecture de modulation V-BLAST.

Les bits d'informations sont tout d'abord codés par un codeur de canal. Ensuite 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

L'architecture d'un transmetteur H-BLAST est très proche de celle du V-BLAST, comme illustré sur la **Figure III.8**. Elle utilise les mêmes blocs que V-BLAST sauf l'ordre de 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 entrelacés.

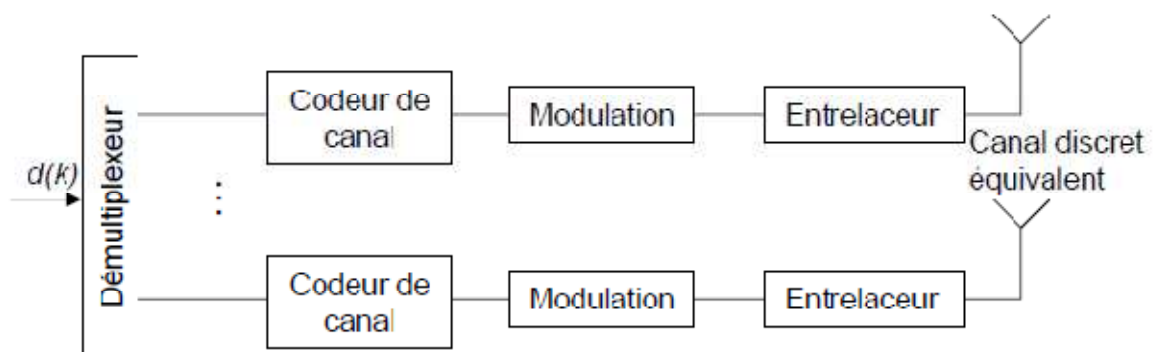


Figure III.9 : Architecture d'un transmetteur H-BLAST.

III.5.4- Turbo-BLAST

Le principe turbo appliqué au multiplexage spatial a été proposé dans [51]. La structure du transmetteur est exactement la même que celle du D-BLAST sauf que l'entrelaceur spatial n'ajoute pas de partie nulle dans la matrice.

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 [39] 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.

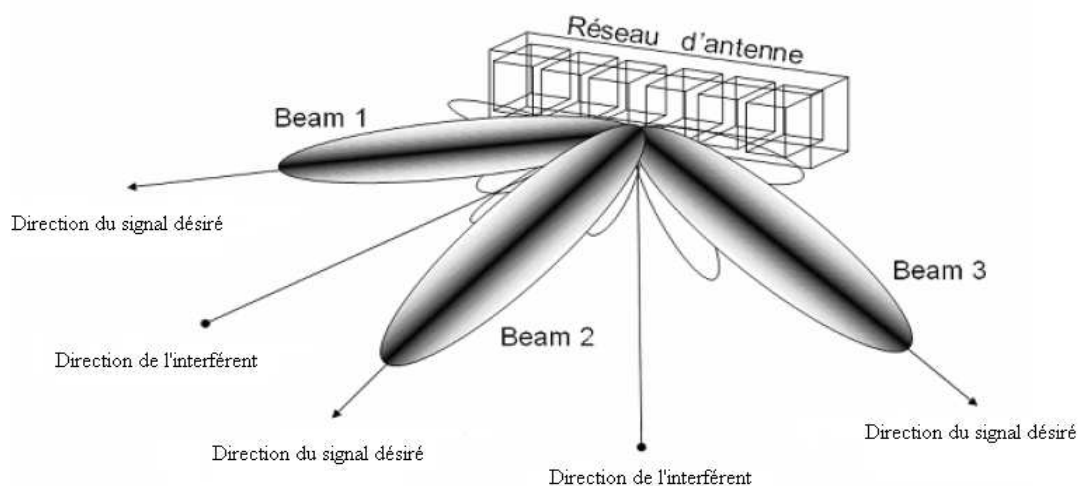


Figure III.10 : Principe de la formation de faisceaux.

Pour le contrôle et la formation des diagrammes, il est nécessaire d'appliquer une loi d'alimentation (c'est-à-dire une pondération) correspondante aux critères fixes (maximisation du gain dans une direction donnée, maîtrise du niveau des lobes secondaires,...) sur les éléments rayonnants.

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 : le réseau de formation de faisceaux analogique (*Analog Beamforming*) et le réseau de formation de faisceaux par le calcul ou numérique (*Digital Beamforming*). Le type de formation de faisceaux (*analogique ou numérique*) retenu dépend des contraintes de la mission envisagée.

Le premier type réalise la formation de faisceaux sur un support RF (*ligne de transmission, guide d'onde,...*), alors que le deuxième type réalise la formation de faisceaux sur un support numérique, beaucoup plus flexible. En fait, ce type de formateur est la somme de deux technologies : la technologie d'antenne et la technologie numérique.

La formation de faisceaux numériques permet de former de nombreux faisceaux alors que la FF analogique est limitée par la complexité du réseau de formation de faisceaux. Le fait de travailler avec des signaux numérisés facilite de plus les calculs de pondération. Par ailleurs, l'application de la loi d'alimentation par des coefficients numériques permet d'introduire plus facilement dans le système.

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. Il existe enfin un bon nombre d'algorithmes sous-optimaux basés sur le MV ou sur la distance euclidienne minimale.

Le choix d'une technique repose sur deux critères [13], les performances doivent être les moins dégradées possibles par rapport à une détection optimale en termes de taux d'erreurs et la mise en œuvre doit être la moins complexe possible.

III.7.1-Maximum de vraisemblance (ML)

Le maximum de vraisemblance est une stratégie indispensable et significative dans la théorie des correcteurs d'erreurs [12].

Dans les systèmes MIMO, le récepteur du maximum de vraisemblance demande une importante puissance de calcul, en particulier lorsque le nombre d'antennes et la taille de l'alphabet des symboles sont grands. Le récepteur du maximum de vraisemblance offre les meilleures performances en taux d'erreur binaire (TEB). En effet, il est optimal si les vecteurs émis s sont équiprobables, ce qui est le cas puisque les symboles s_i sont équiprobables et que les N voies émises en parallèles sont indépendantes. La détection à maximum de vraisemblance consiste à rechercher parmi tous les symboles possibles de la constellation celui qui minimise la distance euclidienne avec le symbole reçu.

$$S = \operatorname{argmin} \|y - H \cdot s\|^2 \quad (\text{III.17})$$

$$y = s \cdot H + \eta \quad (\text{III.18})$$

y : Le vecteur reçu de taille $1 \times N_r$.

η : La matrice $1 \times N_r$ de bruit.

s : Le vecteur transmis $1 \times N_t$ à chaque intervalle de temps.

H : La matrice $N_t \times N_r$ de canal.

Toutefois sa charge de calcul devient rapidement très importante car la complexité de cet algorithme croît exponentiellement avec le nombre d'antennes utilisées en émission et le nombre d'états M de la modulation. En effet, le récepteur doit comparer M^{N_t} solutions possibles avec le vecteur de signaux reçus. Il est possible de réduire cette complexité en utilisant un décodage par sphère.

Ce décodage consiste à limiter l'espace de recherche des symboles possibles à une zone restreinte. En diminuant l'espace de recherche, la complexité de l'algorithme diminue.

La difficulté de cet algorithme réside dans la détermination de l'espace de recherche concernant les symboles les plus probables. Il existe un autre moyen de détection de plus faible complexité. Il consiste à appliquer un filtrage linéaire sur le signal reçu.

L'algorithme de Viterbi est en général utilisé lors de la mise en œuvre du décodage à maximum de vraisemblance, en particulier dans le cas des codes STT.

III.7.2- Décodage par sphère

Etant donnée la grande complexité de l'algorithme du maximum de vraisemblance, spécialement pour les constellations de grande taille, de nombreux algorithmes sous-

optimaux, des améliorations des ASI (*Annulation Successive d'Interférences*) ou des dérivées du MV, ont vu le jour. Il est cependant possible d'approcher les performances du maximum de vraisemblance en gardant une complexité raisonnable [53].

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

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

Il est intéressant de noter que le décodeur par sphère converge plus rapidement que le décodeur MMSE. Cependant, la complexité du décodeur MMSE [14] reste inférieure à celle du décodeur par sphère.

III.7.3-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 [25].

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 a priori précisément le but recherché, idéalement, par l'égalisation. Ce faisant, l'interférence entre symboles est exactement compensée (pourvu que l'ensemble des filtres d'émission et de réception soit Nyquist), et l'on dit que l'interférence entre symboles est forcée à zéro. 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.7.4-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, à haut SNR, le récepteur MMSE tend vers le récepteur ZF. La prise en compte du bruit améliore sensiblement les performances [30].

III.7.5-Récepteur à retour de décision V-BLAST

Le principe de l'algorithme du récepteur V-BLAST a été présenté dans [40]. 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 (à chaque bonne décision). Cette étape est répétée jusqu'au dernier émetteur, le moins favorisé. Ce récepteur est aussi noté dans la littérature OSIC (*Ordered Successive Interference Cancellation*).

Les six étapes de la réception d'un vecteur sont les suivantes :

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

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

III.7.6-Détection par annulation d'interférence

Les techniques de détection précédemment présentées ne sont pas toujours satisfaisantes :

La détection ML est optimale, mais très complexe, la détection ZF augmente le niveau de bruit et la détection MMSE ne supprime pas toutes les interférences. Cependant d'autres techniques dites non linéaires qui reposent sur le principe de détection ZF ou MMSE et d'annulation successive (*SIC*) ou parallèle (*PIC*) d'interférences existent. Par exemple, dans l'algorithme V-BLAST proposé par [13], les symboles des antennes sont détectés successivement par une technique ZF ou MMSE puis les interférences sont supprimées en utilisant les symboles des antennes déjà détectés.

Il existe d'autres techniques de détection non linéaire qui s'avèrent plus performantes et efficaces. Ces techniques associent le codage de canal et la détection dans le système pour permettre un échange d'informations entre décodeur et détecteur selon le critère du MAP ou du MMSE.

III.8- Conclusion

L'utilisation du réseau d'antennes permet d'améliorer les performances d'un système sans-fil. Selon 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 présenté les différentes techniques MIMO ainsi que leurs capacités.

Ensuite, nous avons présenté un bref état de l'art sur les différentes techniques multi-antennes, tels que le codage spatio-temporel, multiplexage spatial et les MIMO Beamforming qui sont basées sur l'optimisation du SINR.

Finalement, nous avons présenté les récepteurs MIMO, les plus connus. En effet, le récepteur numérique le plus performant est celui qui utilise l'algorithme de maximum de vraisemblance. Cependant, ce type de récepteur présente une complexité considérable comparée aux autres types de récepteur et en plus, cette complexité croit en fonction du nombre d'antennes et du nombre d'état de la modulation mise en œuvre.

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.

Implémentation des algorithmes adaptatifs dans une chaîne MIMO

IV.1- Introduction

Nous proposons dans le cadre de cette étude en utilisant l'environnement **MATLAB**, des simulations liées à l'intégration d'un algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans une chaîne de transmission MIMO.

L'objectif principal de cette étude est d'établir un schéma pour la détermination du vecteur de pondération optimal d'émission et de réception grâce à un algorithme itératif mis à jour afin d'améliorer les performances des systèmes de transmission sans fil.

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

Trois parties distinctes sont présentées dans ce chapitre. 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. Dans la deuxième partie, nous présentons l'intérêt de l'impact du nombre d'antennes et ceci dans le but d'observer le profit de la diversité spatiale sur la technologie MIMO adaptative. La dernière partie de ce chapitre traite l'assimilation des modulations numériques (**M-QAM** et **M-PSK**) dans un système MIMO adaptatif. Cela nous permettra de choisir une des techniques à mettre en œuvre dans la réalisation d'un système MIMO adaptatif et de souligner les problématiques intéressantes que nous avons explorées dans le cadre de cette étude.

IV.2- Principe de l'algorithme MIMO adaptatif

La configuration MIMO Beamforming pour la transmission d'un flux de donnée est représentée par la **Figure IV.1**, le système se compose de trois grandes parties : 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 réceptrices et le canal de propagation MIMO contient un canal direct et jusqu'à 7 canaux retardés.

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

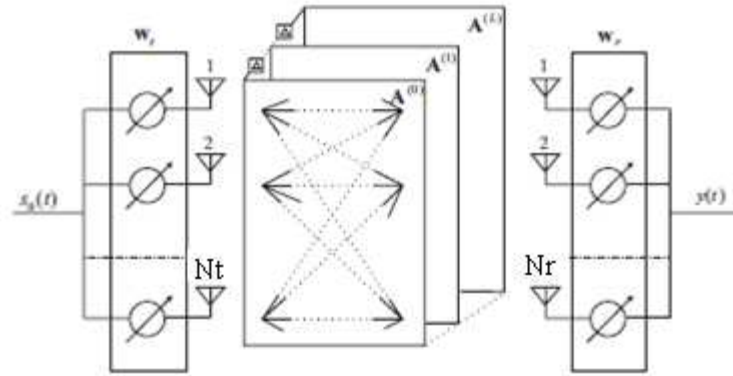


Figure IV.1: La configuration MIMO Beamforming.

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

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

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

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

L : Nombre de canaux retardés.

$$\mathbf{A}^{(i)} = \begin{pmatrix} a_{11}^{(i)} & a_{21}^{(i)} & \cdots & a_{1N_t}^{(i)} \\ a_{21}^{(i)} & a_{22}^{(i)} & \cdots & a_{2N_t}^{(i)} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ a_{Nr1}^{(i)} & a_{Nr2}^{(i)} & \cdots & a_{NrN_t}^{(i)} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.2})$$

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

Pour $i=0$, $\mathbf{A}^{(0)}$ est le canal d'information direct de l'onde précédente ; que nous considérons comme l'onde désirée dans cette étude.

Pour $i=1, \dots, L$; $\mathbf{A}^{(i)}$ est le $i^{\text{ème}}$ canal d'information retardé ; que nous considérons comme des ondes d'interférences.

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

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

$s_0(t)$: 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 :

$$\mathbf{w}_t = [w_{t1}, w_{t2}, \dots, w_{tM}]^T \quad (\text{IV.4})$$

$$\mathbf{w}_r = [w_{r1}, w_{r2}, \dots, w_{rN}]^T \quad (\text{IV.5})$$

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.

$$\langle |s_0|^2 \rangle = P_s \quad (\text{IV.6})$$

$$\langle |n_1|^2 \rangle = \langle |n_2|^2 \rangle \dots = \langle |n_N|^2 \rangle = P_N \quad (\text{IV.7})$$

$$1/\gamma = P_s/P_N \quad (\text{IV.8})$$

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

$$\eta(\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r) = \frac{\mathbf{w}_r^H \cdot \mathbf{A}^{(0)} \cdot \mathbf{w}_t \cdot \mathbf{w}_t^H \cdot (\mathbf{A}^{(0)})^H \cdot \mathbf{w}_r}{\sum_{i=1}^L \mathbf{w}_r^H \cdot \mathbf{A}^{(i)} \cdot \mathbf{w}_t \cdot \mathbf{w}_t^H \cdot (\mathbf{A}^{(i)})^H \cdot \mathbf{w}_r + \gamma \cdot \mathbf{w}_r^H \cdot \mathbf{w}_r} \quad (\text{IV.9})$$

L'équation (IV.9) 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 [24], ils ont proposé une solution pour l'estimation des vecteurs optimaux d'émission et de réception :

- **Estimations du vecteur de pondération de réception**

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

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**

$$\mathbf{w}_t^{(opt)} = \mathbf{R}_{nt}^{-1} \cdot \mathbf{A}^{(0)} \cdot \mathbf{w}_r / \|\mathbf{R}_{nt}^{-1} \cdot (\mathbf{A}^{(0)})^H \cdot \mathbf{w}_r\| \quad (\text{IV.11})$$

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

Cependant, les équations (IV.10) et (IV.11) 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 :

$$\bar{\mathbf{w}}_r(k) = \mathbf{R}_{nr}^{-1}(k-1) \cdot \mathbf{A}^{(0)} \cdot \mathbf{w}_t(k-1) \quad (\text{IV.12})$$

Où

$$\mathbf{R}_{nr}(k) = \sum_{i=1}^L \mathbf{A}^{(i)} \cdot \mathbf{w}_t(k) \cdot \mathbf{w}_t^H(k) \cdot (\mathbf{A}^{(i)})^H + \gamma \cdot \mathbf{I} \quad (\text{IV.13})$$

Et

$$\mathbf{w}_r(k) = \bar{\mathbf{w}}_r(k) / \|\bar{\mathbf{w}}_r(k)\| \quad (\text{IV.14})$$

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

$$\bar{\mathbf{w}}_t(k) = \mathbf{R}_{nt}^{-1}(k) \cdot (\mathbf{A}^{(0)})^H \cdot \mathbf{w}_r(k) \quad (\text{IV.15})$$

Où

$$\mathbf{R}_{nt}(k) = \sum_{i=1}^L (\mathbf{A}^{(i)})^H \cdot \mathbf{w}_r(k) \cdot \mathbf{w}_r^H(k) \cdot \mathbf{A}^{(i)} + \gamma \cdot \mathbf{I} \quad (\text{IV.16})$$

$$\mathbf{w}_t(k) = \bar{\mathbf{w}}_t(k) / \|\bar{\mathbf{w}}_t(k)\|$$

IV.4- Hypothèses 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 ;
- 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*) ;
- Nous imposons un $\frac{P_S}{P_N}$ élevé ; $\frac{P_S}{P_N} = 40$ dB ;
- M est le nombre de sous porteuses ;
- BER1 désigne que le trajet entre l'émetteur et le récepteur contient : un canal direct $A^{(0)}$ et un canal retardé $A^{(1)}$;
- BER2 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$;
- BER3 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et trois canaux retardés $A^{(1)}$; $A^{(2)}$ et $A^{(3)}$;
- BER4 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et quatre canaux retardés $A^{(1)}$; $A^{(2)}$; $A^{(3)}$ et $A^{(4)}$;
- BER5 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et cinq canaux retardés $A^{(1)}$; $A^{(2)}$; $A^{(3)}$; $A^{(4)}$ et $A^{(5)}$;
- BER6 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et six canaux retardés $A^{(1)}$; $A^{(2)}$; $A^{(3)}$; $A^{(4)}$; $A^{(5)}$ et $A^{(6)}$;
- BER7 désigne : un canal direct $A^{(0)}$ et sept canaux retardés $A^{(1)}$; $A^{(2)}$; $A^{(3)}$; $A^{(4)}$; $A^{(5)}$; $A^{(6)}$ et $A^{(7)}$.

IV.5- Maximisation du rapport SINR basant sur l'algorithme itératif

Dans cette partie nous montrons comment un système **MIMO adaptatif 4×4** améliore les performances d'une chaîne de transmission en termes du SINR. Nous présentons ici les résultats de simulations du rapport **SINR** en fonction du nombre d'itérations pour différents nombre de canaux retardés.

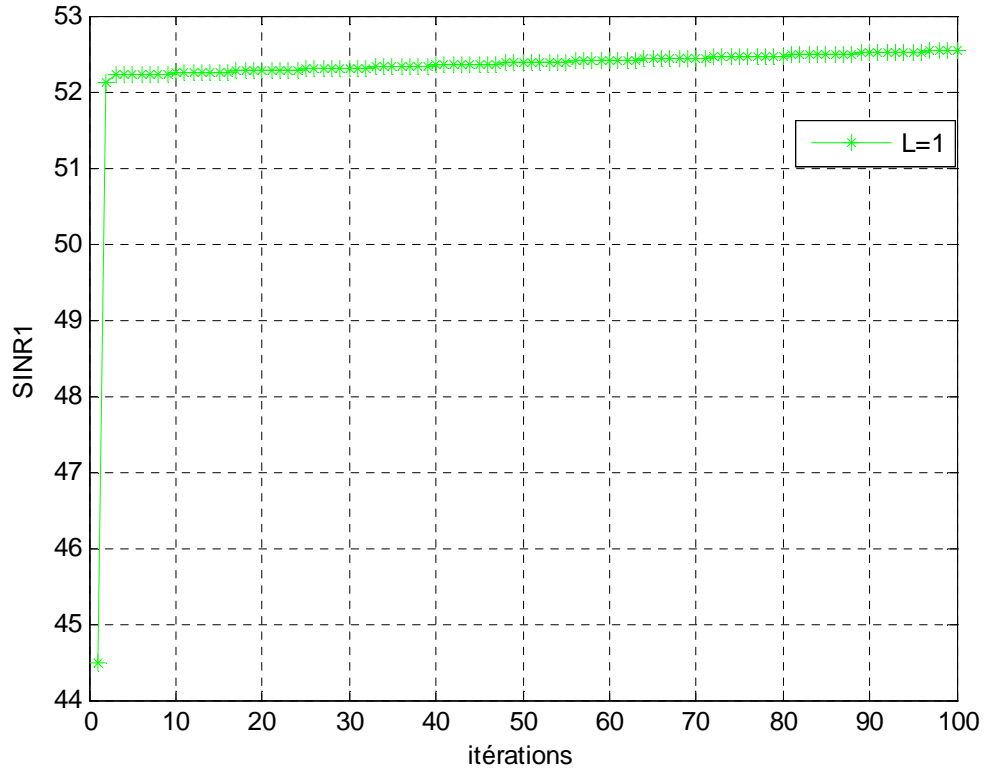


Figure IV.2: SINR pour un canal retardé.

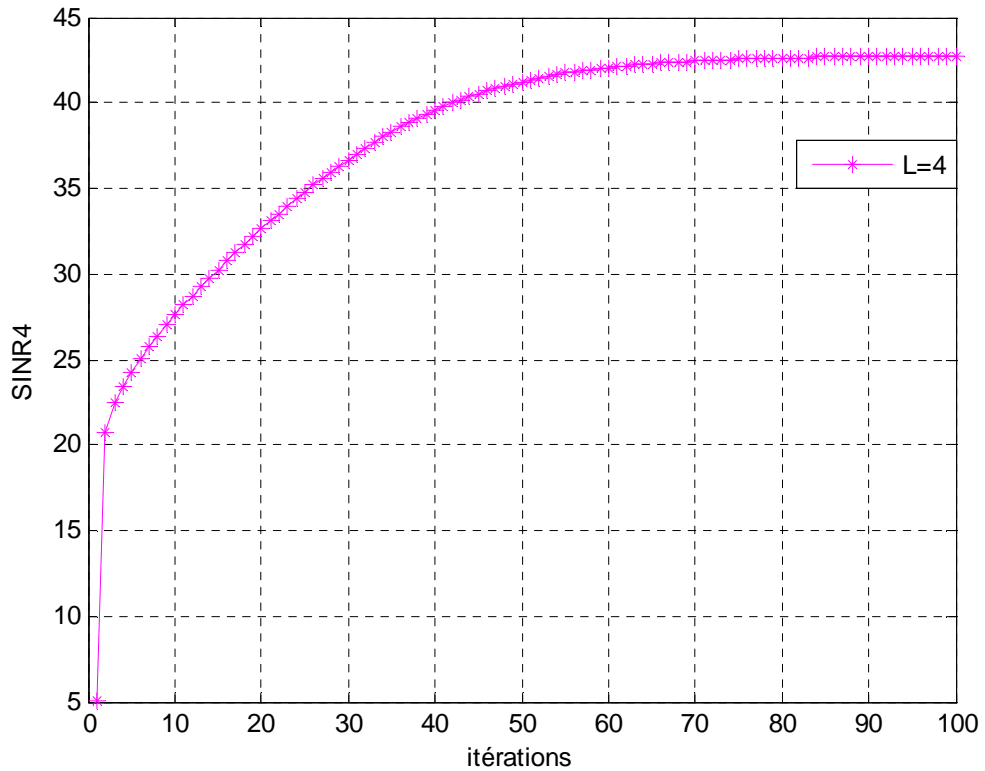


Figure IV.3 : SINR pour quatre canaux retardés.

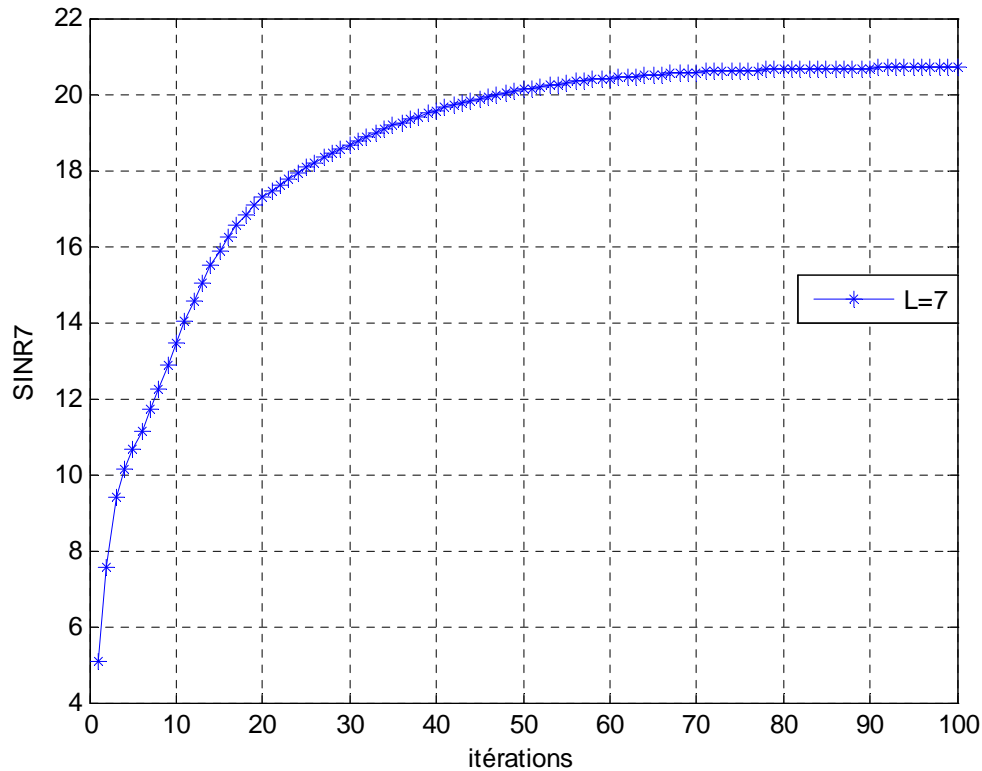


Figure IV.4: SINR pour sept canaux retardés.

Les résultats montrent que l'algorithme itératif dans un système MIMO 4×4 à l'émission et à la réception permet de maximiser le rapport SINR pour ($L=1$, $L=4$, $L=7$).

Les courbes du rapport SINR décroissent avec l'augmentation du nombre des canaux retardés.

IV.6- Influence du nombre d'antennes sur les performances du système

Dans l'étude d'une chaîne de transmission numérique, les performances du système sont généralement exprimées en termes de Taux Erreur Binaire (*TEB*) en fonction du Rapport Signal sur Bruit (*SNR*).

Pour cela, nous établirons un système MIMO adaptatif 2×2 , son schéma de principe est représenté par la Figure IV.1 et nous intégrons l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences décrit dans la section IV.3 au niveau d'émission et de réception.

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

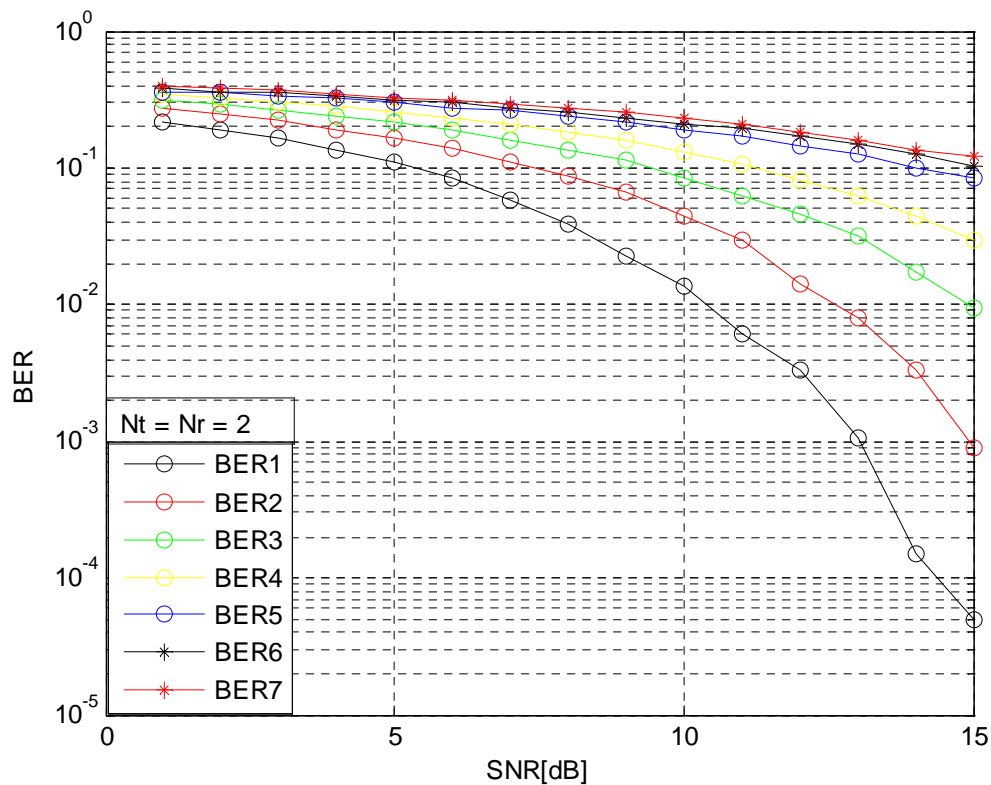


Figure IV.5 : Performances du système MIMO adaptatif 2x2/4-QAM.

Le taux d'erreur pour un système **MIMO adaptatif 2x2**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et un canal retardé $A^{(1)}$ ou un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$ est inférieur à 10^{-3} pour un SNR de 15dB, ce qui garantit la diminution de la probabilité d'erreur, donc une meilleure qualité de transmission.

Cependant, le taux d'erreur, avec un canal direct $A^{(0)}$ et plus de 2 canaux retardés est supérieur ou égale à 10^{-2} , 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 un degré de liberté suffisant pour combattre le bruit et l'évanouissement du canal.

L'intégration de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans un système **MIMO 2x2** avec un canal direct $A^{(0)}$ et un canal retardé $A^{(1)}$ ou un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$, au niveau d'émission et de réception a donné des solutions optimales.

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 un système **MIMO adaptatif 3×3, 4×4, 6×6 et 8 × 8**

Pour comparer les performances en termes du BER avec les différents nombre d'antennes, nous avons utilisé les mêmes paramètres de simulation utilisés précédemment.

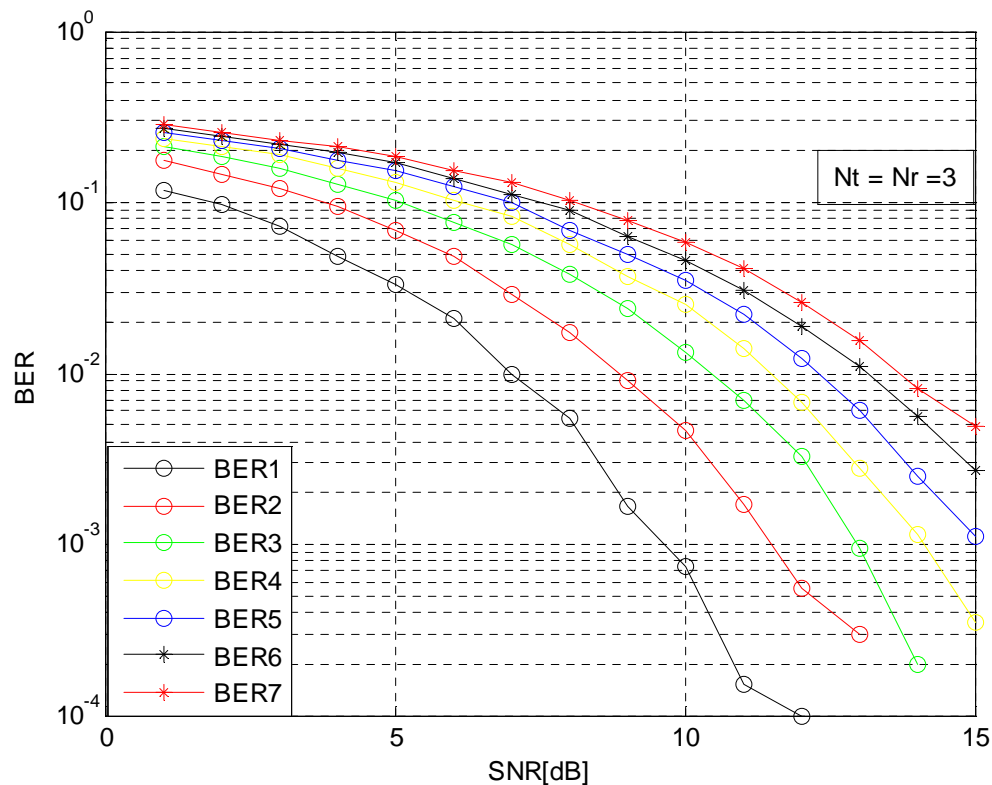


Figure IV.6 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 3×3.

Le taux d'erreur pour un système **MIMO adaptatif 3 × 3**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et cinq canaux retardés atteint la valeur de 10^{-3} pour différents valeurs du SNR, 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**.

L'intégration de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans un système **MIMO 3×3** avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à cinq canaux retardés, au niveau d'émission et de réception, a donné des solutions optimales.

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

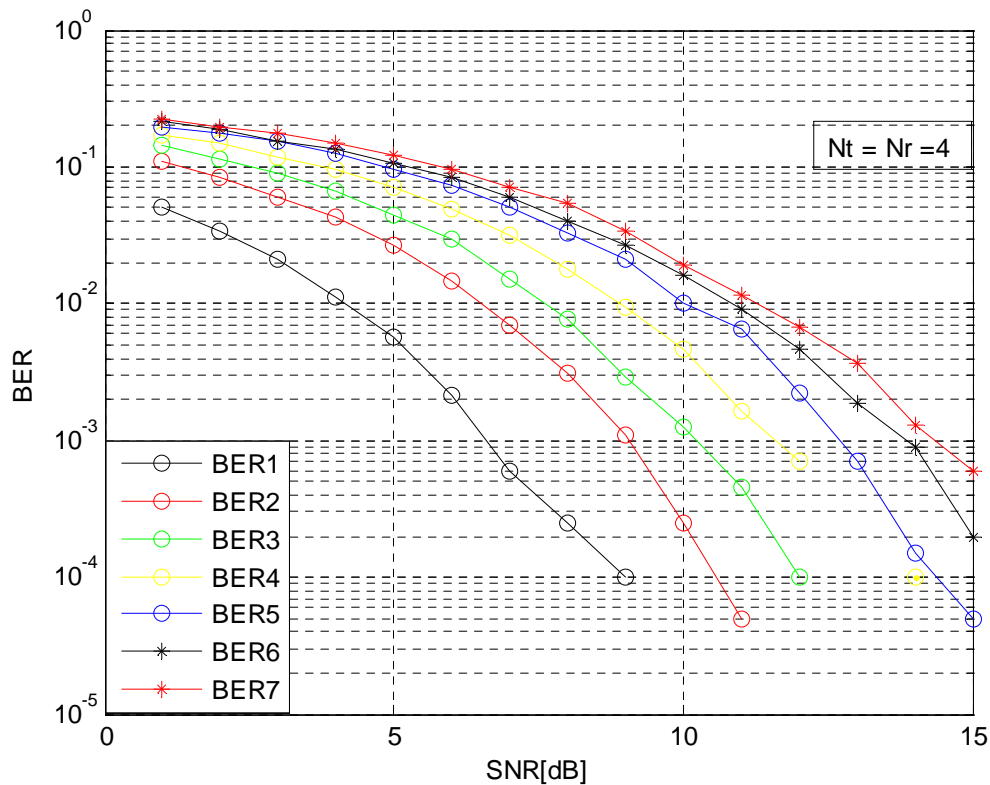


Figure IV.7 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4.

Le taux d'erreur pour le système **MIMO adaptatif 4 × 4**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à sept canaux retardés est nettement plus favorable ($BER7 < 10^{-3}$ pour un SNR de 15dB).

Le BER d'une chaîne de transmission **MIMO adaptatif 4 × 4**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à sept canaux retardés chute plus rapidement pour des SNR croissants.

L'assimilation de la diversité spatiale et l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans une chaîne de transmission sans fil améliore le BER de façon très importante, et permet d'avoir un signal optimal au niveau de la réception.

Nous constatons que l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences 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

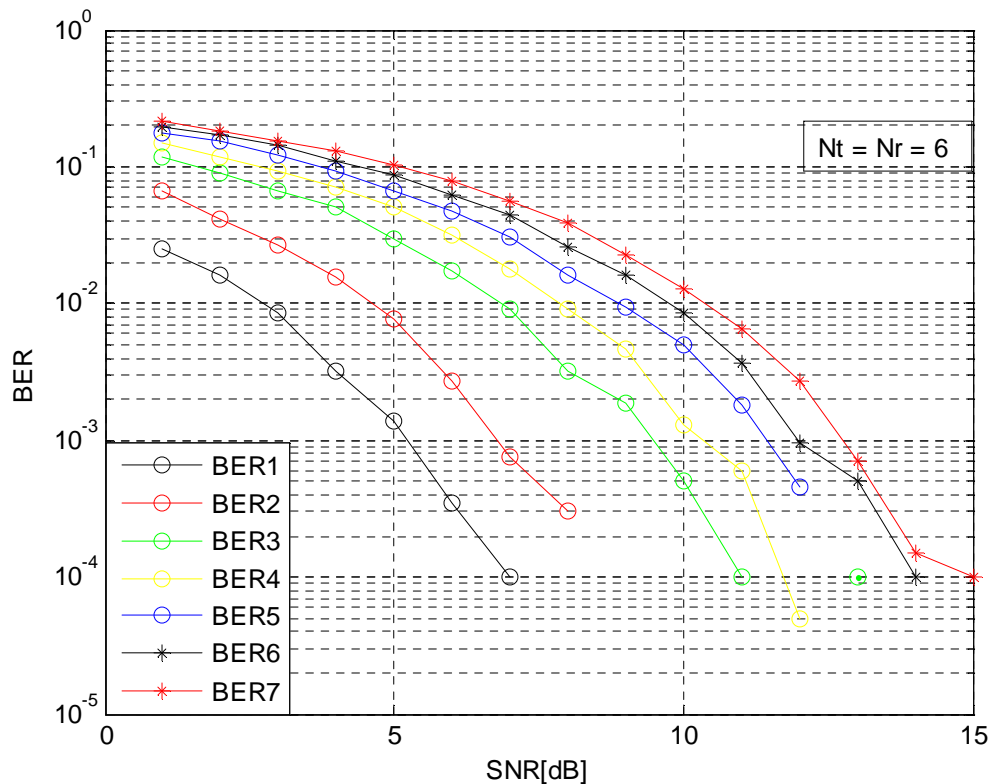


Figure IV.8: Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 6×6.

Le taux d'erreur pour un système **MIMO adaptatif 6 × 6**, avec un canal direct $A^{(0)}$ 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 dus 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 $A^{(0)}$ et jusqu'à sept canaux retardés, au niveau d'émission et de réception, a donné des solutions optimales.

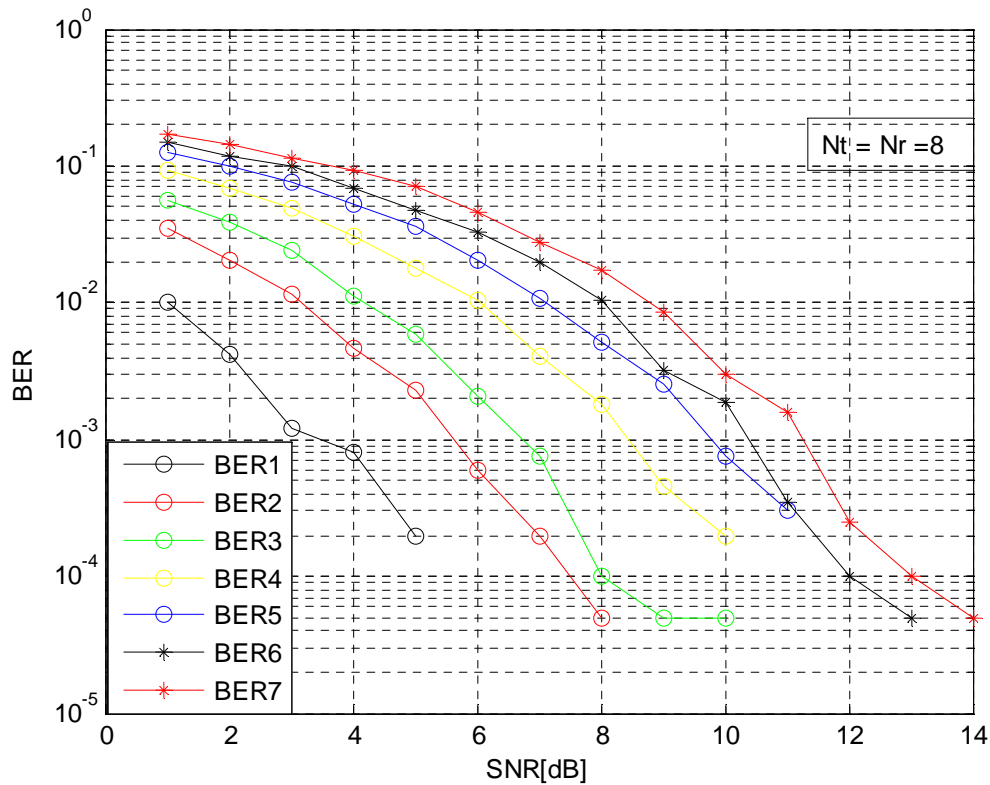
IV.6.5- Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 8×8


Figure IV.9 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 8×8 .

Le taux d'erreur pour le système **MIMO adaptatif 8×8** , avec un canal direct $A^{(0)}$ et sept canaux retardés est inférieur à 10^{-4} pour un SNR de 14dB.

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 de combattre les distorsions et les brouilleurs subissent par le signal lors de la transmission, ce qui permet d'améliorer d'une façon très importante les performances d'un tel système.

L'utilisation de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences dans un système **MIMO 8×8** , 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.6.6- Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif avec 7 canaux retardés

Cette partie de simulation s'intéresse à l'étude de l'association de la diversité spatiale et l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences avec un nombre important de canaux retardés (7 canaux retardés).

Il est à noter que les mêmes paramètres de simulation utilisés précédemment sont préservés.

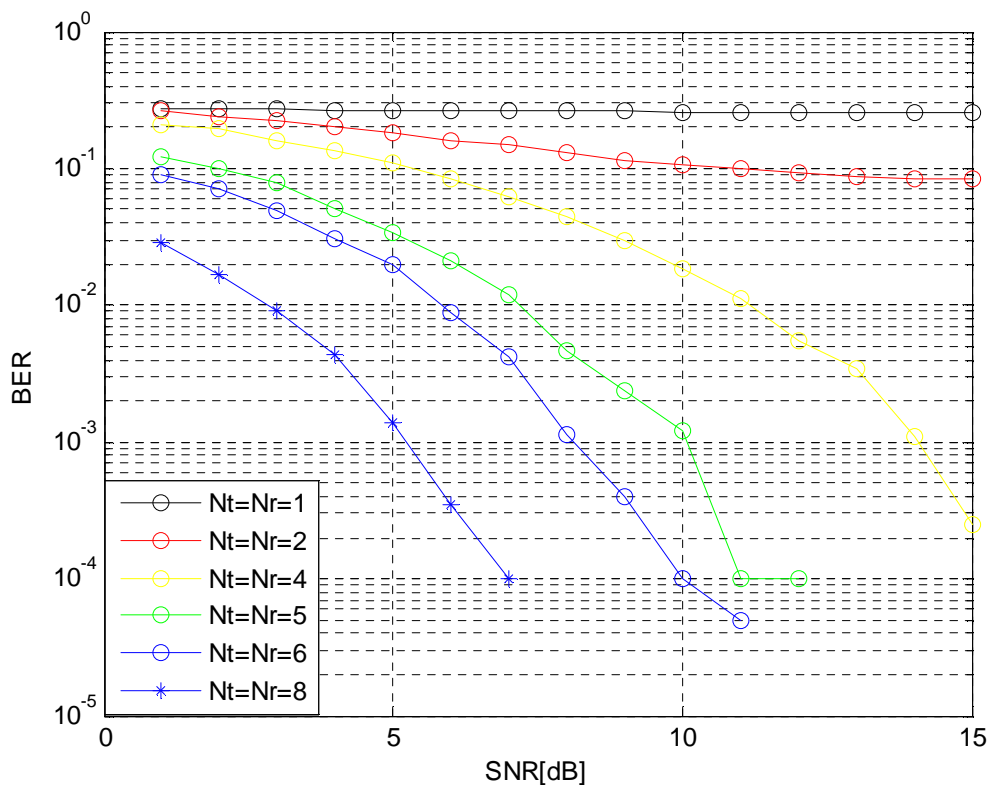


Figure IV.10 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif avec variation du nombre d'éléments d'antennes.

Le BER pour une chaîne de transmission MIMO avec ($N_t = N_r = 1$ ou $N_t = N_r = 2$) est assez grand pour un SNR de 15dB.

Deux antennes à l'émission et à la réception ne sont pas suffisantes pour combattre les interférences et les trajets retardés et par conséquent l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences a donné des solutions non optimales pour un nombre important de canaux retardés.

Cependant, l'intégration de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences avec la diversité spatiale a donné des résultats nettement plus favorables malgré le nombre important de canaux retardés, par exemple :

Le BER pour $N_t = N_r = 4$ est inférieur à 10^{-3} pour un SNR de 15dB ;

Le BER pour $N_t = N_r = 6$ est inférieur à 10^{-4} pour un SNR de 11dB ;

Le BER pour $N_t = N_r = 8$ atteint la valeur 10^{-4} pour un SNR de 7dB ;

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

L'intérêt principal de cette troisième partie réside dans l'étude d'une chaîne de transmission **MIMO adaptatif 4×4** associée à une modulation M-QAM et une modulation M-PSK.

IV.7.1-MIMO adaptatif 4×4 associé à la modulation 8-QAM

Le problème posé dans cette partie de simulation est celui du choix de la **solution initiale**, nous signalons une réelle difficulté dans le choix de cette valeur, puisque la **solution initiale** classique a donné des résultats défectueux.

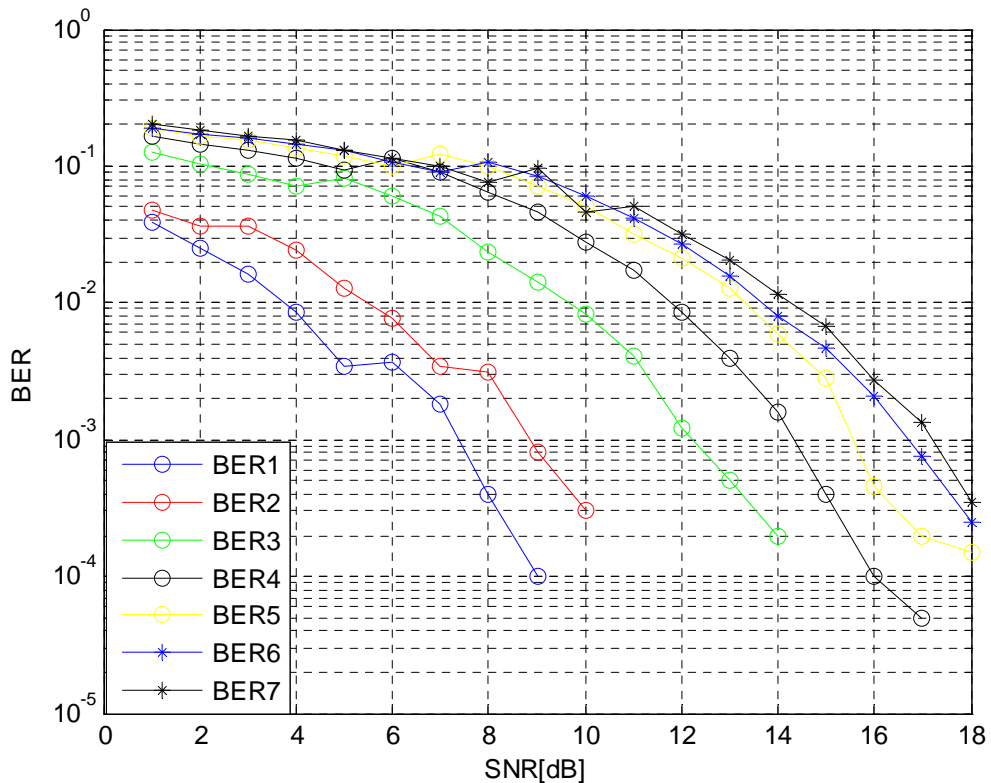


Figure IV.11 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif $4 \times 4/8$ -QAM.

Nous constatons que le système **MIMO adaptatif 4×4** associé à une modulation **8-QAM** donne les meilleures performances en termes de BER.

- BER1 atteint la valeur 10^{-4} pour un SNR de 9dB.
- BER5 est inférieur à 10^{-3} pour un SNR de 18dB.
- BER7 est inférieur à 10^{-3} pour un SNR de 18dB.

L'assimilation de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences, au niveau d'émission et de réception avec la modulation **8-QAM** dans le système **MIMO 4×4** avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à sept canaux retardés, a donné des solutions optimales.

IV.7.2- MIMO adaptatif 4×4 associé à la modulation 16-QAM

Plusieurs tests ont été effectués pour trouver la valeur initiale adéquate, nous soulignons que les solutions initiales trouvées précédemment, ont donné des résultats imparfaits pour le système **MIMO adaptatif 4×4** associé à la modulation **16-QAM**.

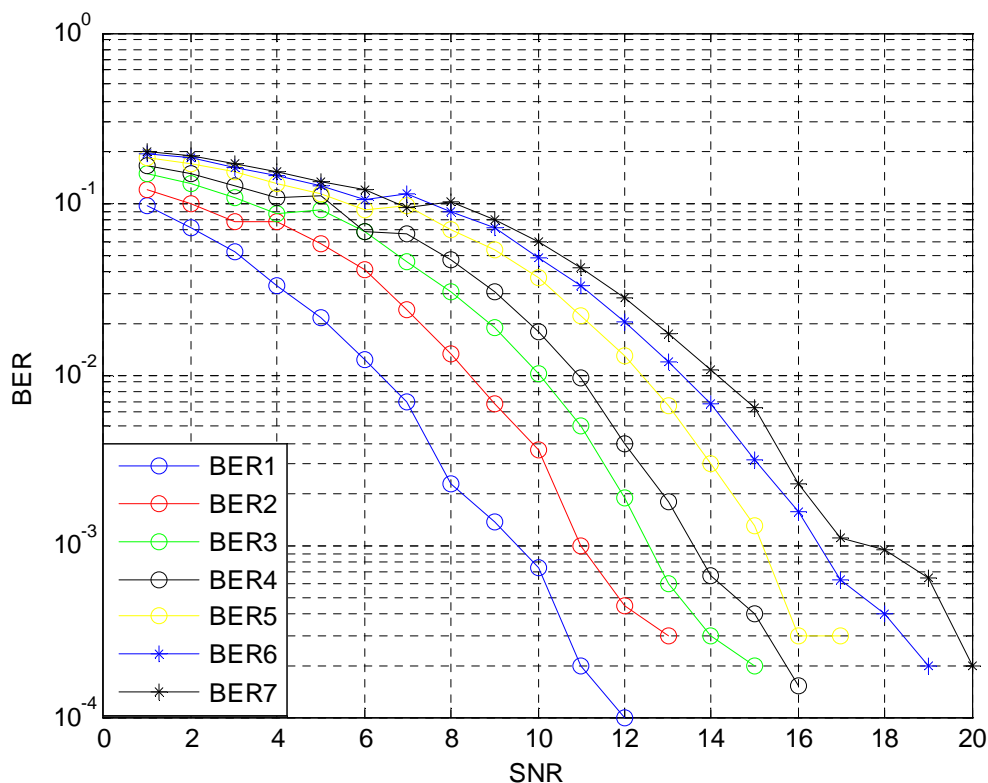


Figure IV.12 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif $4 \times 4/16-QAM$.

La **Figure IV.12** montre que des meilleurs résultats sont obtenus par le système **MIMO adaptatif 4×4** associé à la modulation **16-QAM** et à l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à sept canaux retardés.

IV.7.3- MIMO adaptatif 4×4 associé aux modulations BPSK, QPSK et 16-PSK

Nous signalons que la valeur initiale utilisée pour l'algorithme itératif, dans le système **MIMO adaptatif 4×4** associé à la modulation **4-QAM** est la meilleure valeur initiale qui sera utilisée dans cette partie de simulation.

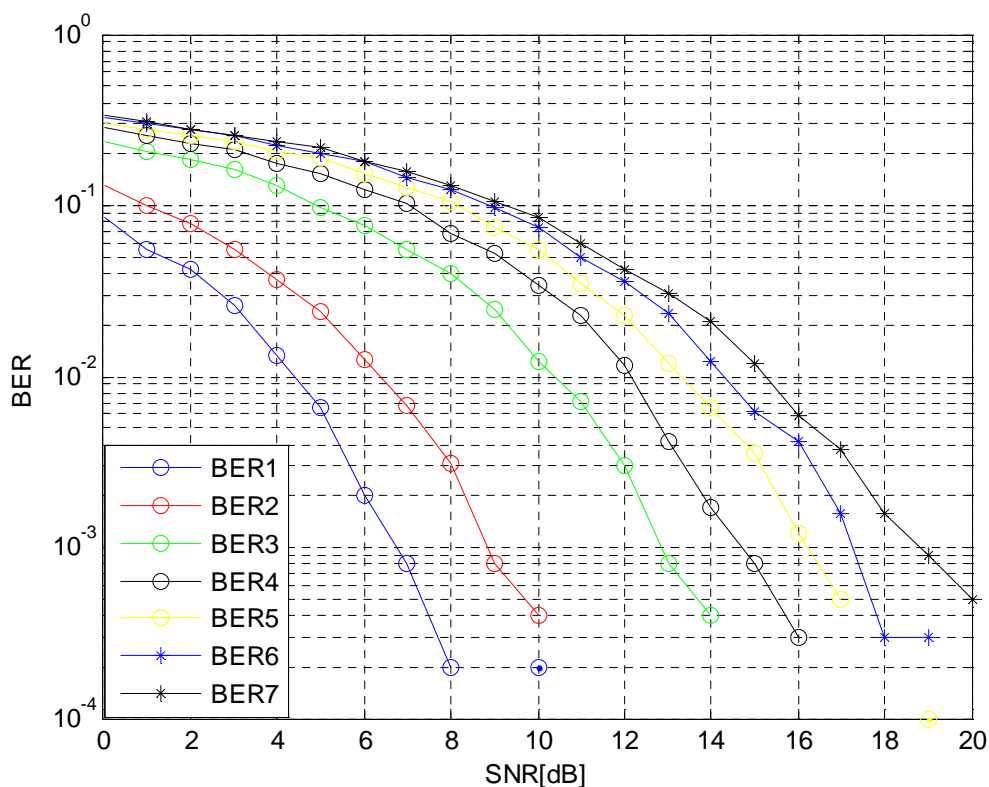


Figure IV.13 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4 /BPSK.

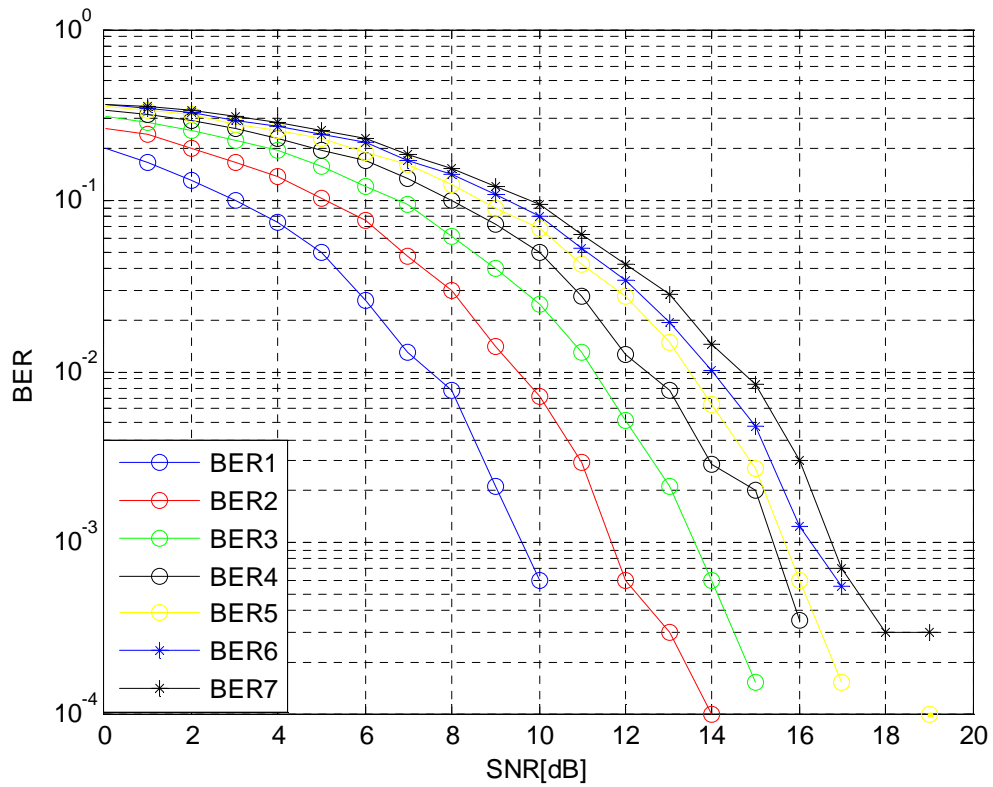


Figure IV.14 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4 /QPSK.

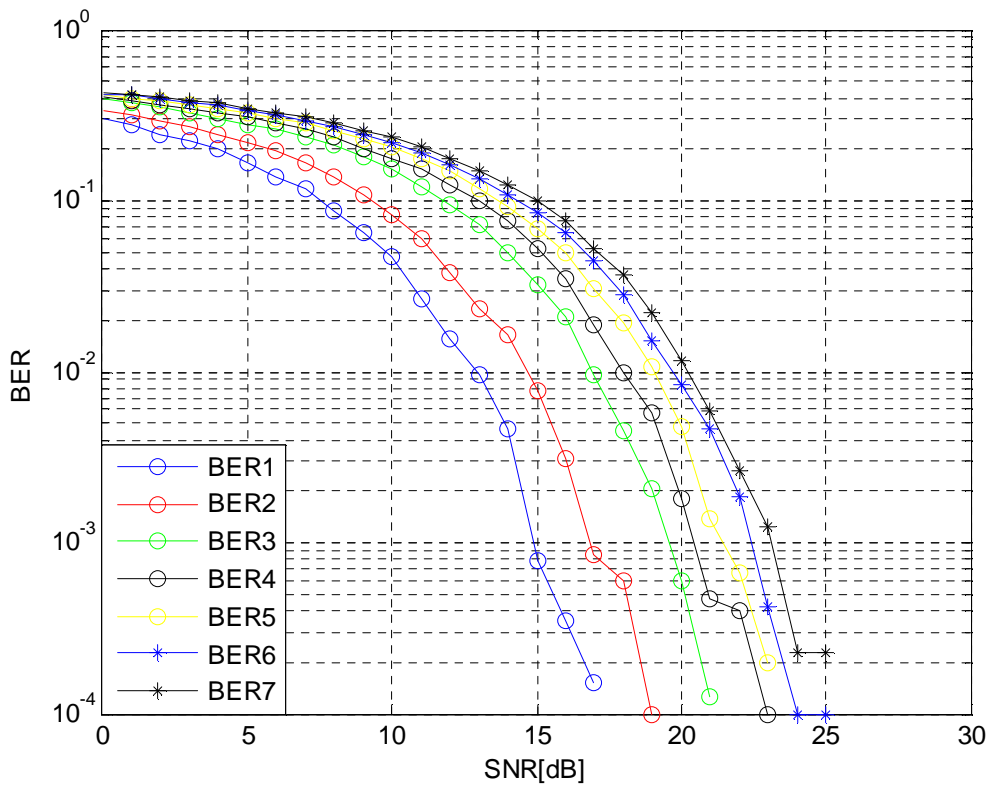


Figure IV.15 : Comparaison du BER pour le système MIMO adaptatif 4×4 /16-PSK.

Nous constatons d'après les résultats présentés dans les **Figure IV.13**, **Figure IV.14** et **Figure IV.15** que des meilleures performances sont obtenues pour le système **MIMO adaptatif 4×4** associé aux modulations **BPSK**, **QPSK** et **16-PSK**.

Nous remarquons aussi que le BER pour différents nombre de canaux retardés est inférieur à 10^{-3} , pour différentes valeurs de SNR.

Les BER pour le système **MIMO adaptatif 4×4** associé à la modulation **BPSK** sont légèrement meilleures que ceux de la modulation **QPSK** et de la modulation **16-PSK**.

L'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences associé aux modulations **BPSK**, **QPSK** et **16-PSK** donne des solutions optimales, avec un canal retardé et jusqu'à 7 canaux retardés.

Les résultats de cette troisième partie montrent que l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit plus interférences proposé dans cette étude associé avec les modulations numériques, donne des meilleures performances. Il est à noter que les meilleurs résultats sont obtenus pour le cas de $M=4$.

IV.8- 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 notre méthode proposée, ce qui garantit une robustesse du lien de transmission. Les techniques **MIMO adaptatives** permettent d'améliorer les performances en offrant une meilleure efficacité spectrale et en réduisant la probabilité d'erreurs.

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 proposé croît proportionnellement avec l'ordre de diversité.

L'assimilation des modulations numériques à un système **MIMO adaptatif 4×4** , 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

Conclusion générale

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

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

Le **chapitre 1** a permis de définir le cadre et les contraintes qui constituent les bases de notre étude. Afin de proposer une solution pertinente vis-à-vis de ces contraintes, il convient notamment d'étudier les perturbations introduites par le canal radio mobile de propagation. En effet, la connaissance du comportement et des caractéristiques du canal est indispensable à la bonne adaptation du signal émis et au dimensionnement approprié du système associé.

La plupart des systèmes de télécommunications mobiles établissent le lien entre émetteur et récepteur sans que chacun des deux ne connaisse rien de la position de l'autre.

Dans ces conditions chaque système, lorsqu'il est en position d'émetteur, doit engendrer un rayonnement électromagnétique omnidirectionnel pour avoir l'assurance d'une transmission correcte des données vers le récepteur. Il apparaît qu'une telle manière de procéder, génère une dépense d'énergie inutile considérable puisque dans toutes les directions autres que celle du récepteur, cette énergie est rayonnée en pure perte. Une idée simple consiste à imaginer un dispositif qui localise la direction du récepteur, après quoi une technique classique de pointage électronique permettra de canaliser l'essentiel de l'énergie rayonnée dans sa direction.

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 **chapitre 3**, nous avons présenté les différentes architectures MIMO en définissant leurs capacités, les codes espace-temps (en treillis, en blocs orthogonaux et non orthogonaux) et les systèmes basés sur le multiplexage spatial ont été étudiés.

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

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

A l'heure actuelle, les systèmes de communications ne sont pas correctement exploités par la composante spatiale de la station radio mobile. Les systèmes de communications mobiles émettent et reçoivent des signaux sans ou avec un faibles gain d'antennes. Le but recherché dans le **chapitre 4** était de mettre au point des algorithmes adaptatifs sous un environnement **MATLAB**, afin d'optimiser l'exploitation des potentialités du système à l'émission et à la réception. Nous disposons donc de tels algorithmes pour améliorer les performances du système de transmission sans fil.

Le système **MIMO adaptatif** permet de maximiser le rapport **SINR** à la réception, en se basant sur l'algorithme itératif, ce qui garantie une robustesse du lien de transmission.

Les performances d'un tel système avec l'intégration de la diversité spatiale augmentent plus rapidement pour des SNR faibles et permet d'avoir un signal optimal au niveau de la réception. Notons que l'efficacité de cet algorithme croit proportionnellement avec l'ordre de diversité.

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

Les techniques **MIMO adaptatives** permettent d'améliorer les performances en offrant une meilleure efficacité spectrale et en réduisant la probabilité d'erreurs.

Les études menées dans le cadre de cette thèse ouvrent de nombreuses perspectives. Tout d'abord, nous avons constaté une réelle difficulté à établir le vecteur initial du procédé algorithmique itératif, nous signalons que la sélection de cette valeur initiale est encore sous le contrôle de nombreuses analyses. Comme perspectives, nous envisageons de poursuivre le travail en développant les points suivants :

- Des études complémentaires sur la valeur initiale du procédé algorithmique itératif afin d'avoir des BER nettement meilleurs.
- La combinaison de l'OFDM avec le système MIMO adaptatif ouvre la porte vers des communications hautes débits. Cependant, un système OFDM est très sensible à une erreur de fréquence porteuse qui détruit l'orthogonalité entre les porteuses. Cet effet va dégrader radicalement la performance du système. Dans ce contexte nous projetons d'aborder le problème de la synchronisation fréquentielle et temporelle.
- Développer la même étude, mais cette fois-ci pour l'association MIMO adaptatif-MCCDMA avec une étude comparative entre les deux cas de figure.

Annexe

Modulation numérique

En télécommunications, le signal transportant une information doit passer par un moyen de transmission entre un émetteur et un récepteur. Le signal est rarement adapté à la transmission directe par le canal de communication choisi. La modulation peut être définie comme le processus par lequel le signal est transformé de sa forme originale en une forme adaptée au canal de transmission. Le dispositif qui effectue cette modulation, en général électronique, est un modulateur. Le but des **modulations numériques** est d'assurer un débit maximum de données binaires, avec un taux d'erreur acceptable.

Dans cette partie, nous présentons quelques concepts de la modulation numérique utilisés dans notre système et dans plusieurs systèmes actuels de communication.

A.1- Modulation QAM

La modulation QAM ou modulation d'amplitude en quadrature de phase est une technique qui emploie une combinaison de modulation de phase et d'amplitude. C'est une modulation dite bidimensionnelle. Elle est largement employée par les modems pour leurs permettre d'offrir des débits binaires élevés.

Les combinaisons possibles en modulations QAM sont souvent représentées par une constellation de points représentant chacun un groupe de bits. L'ensemble des symboles possibles peut être représenté dans un diagramme de constellation, les axes X et Y étant respectivement les composantes en phase $I(t)$ et en quadrature $Q(t)$.

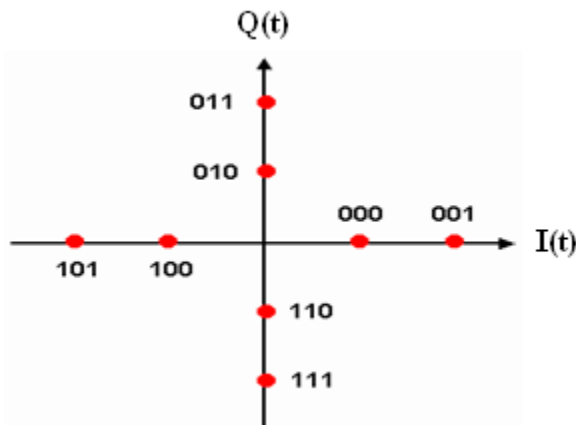


Figure A.1 : Exemple de la constellation 8-QAM.

La modulation 8-QAM requiert 2^3 soit 8 combinaisons binaires différentes ou chaque symbole est représenté par 3 bits. L'éloignement du point par rapport à l'origine indique l'amplitude, son angle indique le décalage de phase.

Dans une modulation QAM, chaque point de la constellation est situé aux valeurs $\{\pm a, \pm 3a, \pm 5a, \pm 7a \dots\}$, a étant défini selon l'énergie de l'impulsion utilisée pour le symbole.

En ne considérant le signal $m(t)$ que pendant une période T , pour $k = 0 \dots M-1$:

$$m(t) = a_k \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) - b_k \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) = \text{Re}[(a_k + j b_k) \cdot e^{j(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)}] \quad (\text{A.1})$$

Avec :

$$c_k = a_k + j b_k = A_k \cdot e^{j\varphi_k} \quad (\text{A.2})$$

En posant

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (\text{A.3})$$

$$\varphi_k = \text{arctg} \left(\frac{b_k}{a_k} \right) \quad (\text{A.4})$$

Le signal $m(t)$ s'écrit alors :

$$m(t) = A_k \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0 + \varphi_k) \quad (\text{A.5})$$

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans deux alphabets à M éléments (A_1, A_2, \dots, A_M) et (B_1, B_2, \dots, B_M) donnant ainsi naissance à une modulation possédant un nombre $E = M^2$ états. Chaque état est donc représenté par un couple (a_k, b_k) ou ce qui revient au même par un symbole complexe c_k .

A.2- PSK: Modulation par Phase Shift Keying

La modulation de phase associe à un code binaire une valeur de la phase de la porteuse. La vitesse peut être facilement augmentée en utilisant un code binaire sur 2, 3 bits ou plus sans augmentation de la fréquence de la porteuse et comme pour toute technique de modulation numérique, la phase en question ne peut prendre qu'un nombre fini de valeurs.

Le signal modulé en ne considérant que l'intervalle de temps $[kT, (k+1) T [$:

$$m(t) = A \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0 + \varphi_k) \quad (\text{A.6})$$

L'ensemble des phases φ_k possibles est donné par :

$$\varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \cdot \frac{2\pi}{M} \quad \text{lorsque } M > 2 \quad (\text{A.7})$$

$$\varphi_k = 0 \text{ ou } \pi \quad \text{lorsque } M = 2 \quad (\text{A.8})$$

La valeur $M = 2^n$ est le nombre de symboles pouvant être distingués. On voit que ces symboles sont répartis de manière uniforme sur un cercle de rayon 1.

L'expression (A.6) peut encore s'écrire :

$$m(t) = A \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \cdot \cos(\varphi_k) - A \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \cdot \sin(\varphi_k) \quad (\text{A.9})$$

La porteuse en phase $\cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)$ est modulée en amplitude par le signal $A \cdot \cos(\varphi_k)$ et que la porteuse en quadrature $\sin(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)$ est modulée en amplitude par le signal $A \cdot \sin(\varphi_k)$.

A.3- Modulation BPSK

La BPSK est une modulation à 2 états de phase, correspondant à $M=2$. Les 2 états de phases sont 0 et π , ici la modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase $\cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)$. C'est une modulation mono dimensionnelle. Le signal modulé s'écrit alors pour t appartenant à l'intervalle $[0, T[$:

$$m(t) = \pm A \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \quad (\text{A.10})$$

Il s'agit d'une modulation binaire puisqu'on a que 2 symboles +1 et -1.

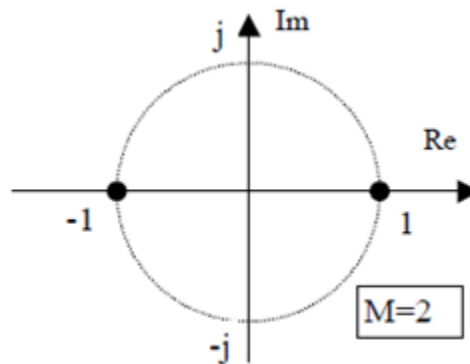


Figure A.2 : Constellation de la modulation de phase BPSK.

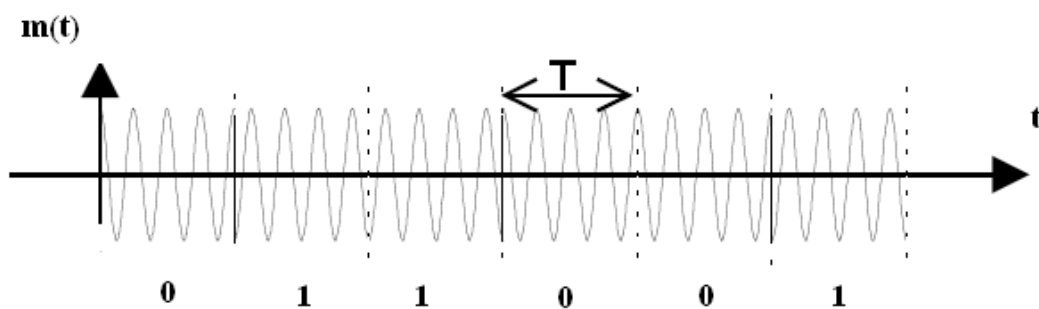


Figure A.3 : Chronogramme de la modulation de phase BPSK.

Cette modulation est la plus robuste de toutes les PSK car il faut une grande déformation du signal pour que le démodulateur se trompe sur le symbole reçu. Cependant on ne peut moduler qu'un seul bit par symbole, ce qui est un inconvénient pour les applications qui nécessitent un débit binaire élevé.

A.4- Modulation QPSK

C'est une modulation d'amplitude à deux niveaux sur chacune des porteuses en quadrature. Les bits du train binaire entrant sont groupés par deux pour former des symboles. La phase du signal modulé peut ainsi changer de $0, \pm \frac{\pi}{2}$ ou π en passant d'un symbole à l'autre. La QPSK s'obtient par une double modulation de 2 porteuses en quadrature par un groupe de 2 bits. Elle permet donc de transmettre, dans une bande passante donnée 2 fois plus d'information que BPSK.

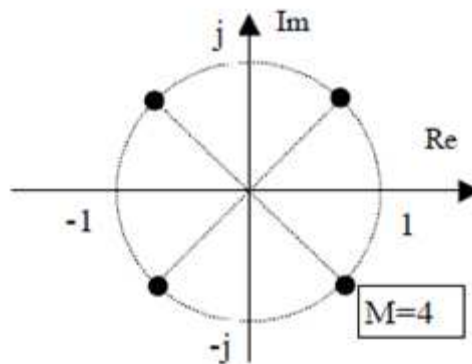


Figure A.4 : Constellation de la modulation de phase QPSK.

Symboles	Décalage de phase
00	0
01	$\pi/2$
11	π
10	$-\pi/2$

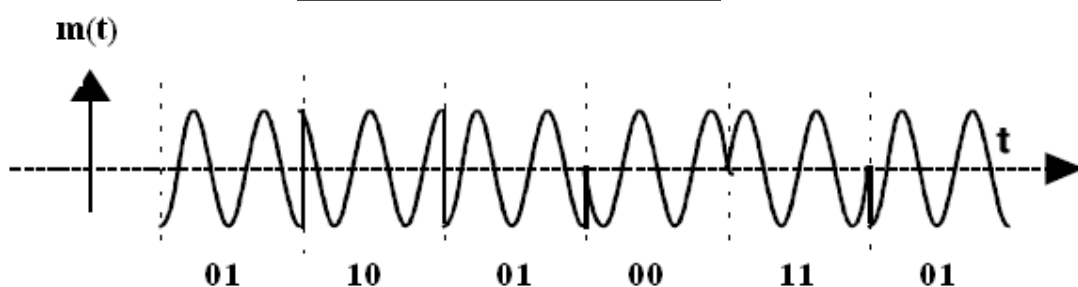


Figure A.5 : Chronogramme de la modulation de phase QPSK.

Bibliographie & Références

Bibliographie & Références

Bibliographie

- [1] **A. DIALLO**, « *Système multi-antennes pour diversité et MIMO* ». Thèse doctorat, université de Nice-Sophia Antipolis, novembre 2007.
- [2] **A. EL ZOOGHBY**, « *Smart antenna engineering* ». Edition ARTECH HOUSE, Boston-London, 2005.
- [3] **A. MASSIANI**, « *Prototypage de systèmes haut débit combinant étalement de spectre, multi-porteuses et multi-antennes* ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, novembre 2005.
- [4] **B. AGEE**, « *Blind separation and capture of communication signals using a multitarget Constant Modulus Beamformer* ». IEEE Military Communications Conference, pp. 340-346, 1989.
- [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] **B. PATTAN & P. HALLSD**, « *Robust modulation methods and smart antennas in wireless communications* ». Prentice Hall PTR, august 1999.
- [7] **B. RIHAWI**, « *Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes* ». Thèse doctorat, université de Rennes I, mars 2008.
- [8] **B. WIDROW, P.E. MANTEY, L. J. GRIFFITHS & P. B. GOODE**, « *Adaptive antennas systems* ». Proc. IEEE, vol. 55, pp. 2143-2158, 1967.
- [9] **C. G. GÜNTHER, J. E. PADGETT & T. HATTORI**, « *Overview of wireless personal communications* ». IEEE Communications Magazine, Vol.33, pp. 28-41, 1995.
- [10] **Ch. DALL'OMO**, « *Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de matrices de butler* ». Thèse doctorat, université de Limoges, novembre 2003.
- [11] **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.
- [12] **D. IKEGAMI and Y. KAJI**, « *Maximum likelihood decoding linear block codes using gröbner bases* ». IEICE Trans. Fundamentals, vol.E86, pp. 643-645, n°03, march 2003.
- [13] **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.
- [14] **D. LE RUYET**, « *Systèmes MIMO et codage spatio-temporel* ». Conservatoire National des Arts et Métiers, pp.37-42, mai 2005.

- [15] **D. NOWICKI & J. ROULELIOTIS**, « *Smart antenna strategies* ». Mobile Communications International, pp.53-56, april 1995.
- [16] **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.
- [17] **E. Teletar**, « *Capacity of multi-antenna gaussian channels* ». Bell Labs, Tech. Rep., june 1995.
- [18] **F. BOIXADERA & J. BOUTROS**, « *Capacity considerations for wireless multiple-input multiple-output channels in workshop on multi-access, mobility and teletraffic for wireless communications* ». Vol. 4, Venice (Italy), october 1999.
- [19] **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.
- [20] **G. J. FOSCHINI**, « *On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas* ». Wireless Personal Communications, pp.311-315, march 1998.
- [21] **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.
- [22] **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.
- [23] **H. EL GAMAL & M. O. DAMEN**, « *Universal space-time coding* ». IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, pp. 1097–1119, 2003.
- [24] **H. H. PHAM, T. TANIGUCHI & Y. KARASAWA**, « *MIMO beamforming for high-bit-rate transmission over frequency-selective fading channels* ». ISSSTA, Sydney(Australia), 30 aug. - 2 sep. 2004.
- [25] **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.
- [26] **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.
- [27] **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.

- [28] **I. STEVANOVIĆ, A. SKRIVERVIK & J. R. MOSIG**, « Smart antenna systems for mobile communication ». Final report, Ecole Polytechnique Fédérale (Lausanne), January 2003.
- [29] **J. E. HUDSON**, « *Adaptive Arrays – Principle* ». IEE Electromagnetic wave series 11, 1981.
- [30] **J. F. BERCHER**, « *Égalisation* ». Chapitre 4, extrait de *Radiocommunications numériques*, Tome 1. DUNO, Paris 2002.
- [31] **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.
- [32] **J. G. PROAKIS**, « *Digital Communications* ». MCGRAW-HILL, 2000.
- [33] **J. Litva, T.K. Y Lo**, « *Digital beamforming in wireless communications* ». ARTECH HOUSE Publishers, 1996.
- [34] **J. M. ALLIOT & N. DURAND**, « *Algorithmes génétiques* », pp 1-6, March 2005.
- [35] **J. RADON**, « *Linear sharen orthogonaler matrizen* ». Volume 1, in Abhandlungen aus dem Mathematischen Seminar der Hamburgischen universität, 1922.
- [36] **J. R. TREICHLER & B. AGEE**, « *A new approach to multipath correction of constant modulus signals* ». IEEE Trans. Acoustic, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-31, pp. 459-472, April 1983.
- [37] **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.
- [38] **K. HETTAK & G. Y. DELISLE**, « *Conception et réalisation d'antennes intelligentes* ». LRTS Rapport annuel d'activités 1998-1999.
- [39] **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.
- [40] **L. COLLIN**, « *Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale* ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes 1, décembre 2002.
- [41] **L. LEIJTEN**, « *Design of antenna-diversity transceivers for wireless consumer products* ». Thèse doctorat, universiteit Eindhoven, September 2001.
- [42] **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.

- [43] **N. FADLALLAH**, « *Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage* ». Thèse doctorat, université de Limoges, mai 2005.
- [44] **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.
- [45] **O. BERDER**, « *Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes* ». Thèse doctorat, université de Bretagne Occidentale, décembre 2002.
- [46] **P. DJIKNAVORIAN**, « *MIMO pour les nuls* ». Laboratoire de Radio télécommunications et de Traitement du Signal, université de Laval, décembre 2006 édition révisée janvier 2007.
- [47] **P. F. DRIESSEN & G. J. FOSCHINI**, « *On the capacity formula for multiple input-multiple output wireless channels: A geometric interpretation* ». IEEE Transactions on Communications, volume 47, pp. 173–176, february 1999.
- [48] **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.
- [49] **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.
- [50] **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.
- [51] **S. LEK ARIYAVISITAKUL**, « *Turbo space-time processing to improve wireless Channel Capacity* ». In ICC (3), pp. 1238–1242, 2000.
- [52] **S. TABBANE**, « *Réseaux Mobiles* ». Edition HERMES, Paris, 1997.
- [53] **T. CUI & C. TELLAMBURA**, « *An efficient generalized sphere decoder for rank-deficient MIMO systems* ». IEEE Communications Letters, vol. 9, n°5, may 2005.
- [54] **V. TAROKH, H. JAFARKHANI & A.R. CALDERBANK**, « *Space-time block codes from orthogonal designs* ». IEEE Transactions on Information Theory, vol. 45, n°5, pp. 1456–1467, july 1999.
- [55] **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.

[56] **W. ROTMAN & R. F. TURNER**, « *Wide-angle microwave lens for line source Applications* ». IEEE Transactions on antennas and propagation, pp. 623-632, 1963.

[57] **X. LAGRANGE, P. GODLEWSKI & S. TABBANE**, « *Réseaux GSM-DCS* ». Editions HERMES, septembre 1996.

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

[59] **Y. DING**, « *Amélioration de système MIMO par l'exploitation des propriétés du signal de Télécommunication* ». Laboratoire d'IREENA, Ecole Doctorale STIM, novembre 2009.

Résumé

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

La solution à ces problèmes consiste 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).

Le but de ce travail est de mettre au point des algorithmes 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 de concevoir de tels algorithmes pour améliorer les performances du système de transmission sans fil sans influencer sur la qualité d'émission et de réception.

Mots clés : *Technologie MIMO, Antennes intelligentes, Algorithmes adaptatifs, Réseaux adaptatifs d'antennes, Diversité d'antenne, Réseaux sans fil.*

Abstract

The propagation channels especially in urban areas and intra-building present a rich multipath propagation.

The solution to these problems is the combination (concentration) of all the energy available from the desired issuer and rejection at the reception of all signals interference from other systems. To do this, it should be 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 exploitation of the potentialities 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 technology, Smart antennas, Adaptive algorithms, Adaptive antenna systems, Antenna diversity, Wireless networks.*

تلخيص

قنوات الإرسال و لا سيما في المناطق الحضرية و داخل المباني تتجلى كقنوات متعددة المسارات . الحل لكل هذه المشاكل هو جمع (تركيز) كل الطاقة المتوفرة من المرسل المرغوب فيه و رفض كل إشارات النظم الأخرى عند الاستقلال و لهذا كان ضروريا تطوير تكنولوجيا MIMO التكيفية (MIMO adaptatif) . الهدف من هذه الأطروحة هو دراسة خوارزميات التكيفية من أجل الاشارات القابلة للتعديل و هذا من أجل تحسين القدرة التشغيلية للنظام في الإرسال و الاستقبال و من تم تصميم خوارزميات لأجل تحسين نظام الإرسال اللا سلكي دون التأثير على نوعية الإرسال و الاستقبال.

الكلمات المفتاحية : تقنية MIMO، الهوائيات الذكية، الخوارزميات المتكيفة، أنظمة الهوائيات المتكيفة، تنوع الهوائيات و النظام اللا سلكي .