



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID - TLEMEN
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE TELECOMMUNICATION
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS DE TLEMEN LTT

MEMOIRE

Pour l'obtention du

DIPLOME DE MASTER

EN

RESEAUX ET SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS

Présenté par :

Mr BELBACHIR Houssameddine

Mlle BELKHITER Hadjer

THEME

**Simulation des antennes MIMO adaptatives associées avec la
technique MC-CDMA**

Soutenue en juin 2015 devant le jury :

Président : Mr. BENADDA Belkacem MCA à université de Tlemcen

Examineur : Mr. DJENNAS sidi Ahmed MCA à l'université de Tlemcen

Encadreur: Mr. BAHRI Sidi Mohammed MCB à l'université de Tlemcen

Année universitaire : 2014 - 2015

Remerciements

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

Nous adressons nos remerciements à notre encadreur Monsieur S.M. BAHRI, Maître de Conférences à l'université d'ABOU BEKR BELKAID, pour son aide consistante, ses conseils judicieux, et pour ses remarques objectives. Son expérience en recherche et son soutien permanent, nous ont permis de mener à bien ce mémoire. Merci pour tout ce qu'il a pu nous apporter. C'est grâce à vous que le travail a pris cette forme.

Nous remercions les membres du jury, Monsieur S.A. DJENNAS Maître de Conférences à l'université d'ABOU BEKR BELKAID, d'avoir l'amabilité de présider le jury, Mr B. BENADDA, Maître de Conférences à l'université d'ABOU BEKR BELKAID, d'avoir accepté d'examiner notre travail. Espérant qu'il le trouve correspondant à leurs attentes avec nos sincères remerciements.

Nous profitons de cette opportunité pour exprimer notre gratitude à tous les enseignants qui ont contribué par leur collaboration, disponibilité et sympathie, à notre formation.

Dédicace

Ce mémoire est dédié à

Nos parents,

Nos familles,

Nos ami(e)s,

Tous ceux qui nous aiment et qu'on aime.

Résumé

Aujourd'hui les systèmes MIMO sont devenus un des sujets les plus étudiés en recherche, car ils sont capables d'augmenter l'efficacité spectrale (capacité) sur une largeur de bande limitée. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire indéniable.

Les avantages des systèmes MIMO vont cependant bien au-delà de ceux des antennes intelligentes. Le fait de placer des antennes des deux côtés de la liaison crée une matrice de canal et donne la possibilité de transmettre de l'information par plusieurs modes spatiaux, égaux au nombre minimal des antennes d'émission et de réception de cette matrice sur le même créneau spatiotemporel et sans puissance supplémentaire.

Pour cette raison, on présente dans ce mémoire un système MIMO associé avec la technique de modulations multi-porteuses MCCDMA avec un algorithme adaptatif désigné pour les antennes intelligentes. Cet algorithme est basé sur la maximisation du rapport signal sur bruit. Le MC-CDMA est étudié pour des antennes multiples en vue de faire exploiter une robustesse efficace contre les effets multi-trajets et la flexibilité des multi-utilisateurs, aussi la diversité offerte par le système MIMO pour les canaux radio mobile. Notre simulation par MATLAB, dans un canal multi-trajets avec la présence des interférences permet de vérifier les performances du système. Les résultats de simulation montrent que notre système réalise une bonne performance dans un canal multi-trajets.

Mots clé : MCCDMA, CDMA, OFDM, MIMO, Antennes Intelligentes, Algorithmes Adaptatifs, maximisation du rapport signal sur bruit.

Tables des matières

Remerciements	i
Dédicaces	ii
Résumé	iii
Tables des Matières	iv
Tables des Figures	viii
Acronymes et abréviations	x

Introduction Générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre 1 : Généralité sur la transmission sans fil

I.1- Introduction	4
I.2- Canal de propagation	4
I.2.1- La propagation en espace libre	5
I.2.2- La propagation hors espace libre	5
I.2.3- Modélisation du canal de propagation	7
I.3- Canaux de transmission	8
I.3.1 Canal binaire symétrique.....	8
I.3.2 Canal à bruit additif blanc gaussien	9
I.3.3 Canal à évanouissements.....	9
I.4- Dispersion dans les canaux	10
I.4.1- Les dispersions temporelles	10
I.4.2- Les dispersions fréquentielles	11
I.5- Diversité et Sélectivité	11
I.5.1 Notion de sélectivité	11
I.5.2 Notion de diversité	12
1.5.2.1- Diversité temporelle	12
1.5.2.2- Diversité fréquentielle	13
1.5.2.3- Diversité spatiale	14
I.6- Conclusion	14

Chapitre 2 : Système MCCDMA

II.1- Introduction	16
II.2- Techniques d'accès multiple CDMA	16
II.2.1- Technique d'étalement de spectre DS-CDMA	17
II.2.1.1- Principe de base de la DS-CDMA	17
II.2.1.2- Avantages et désavantages de DS-CDMA	20
II.3- Modulation multi-porteuse OFDM	20
II.3.1- Avantages et inconvénients de l'OFDM	25
II.4- Technique MC-CDMA	25
II.4.1- Structure du signal	26
II.4.2- Signal de la voie descendante (Downlink Signal)	27
II.4.3- Signal de la voie montante (Uplink Signal)	28
II.4.4- Techniques d'étalement.....	29
II.4.4.1- Codes d'étalement	29
II.5- Conclusion	30

Chapitre 3 : Antennes intelligentes dans les systèmes de communication mobile

III.1- Introduction	32
III.2- Réseaux d'antennes	32
III.2.1- Définition	32
III.2.2. Réseau linéaire à gradient de phase	33
III.3- Antennes intelligentes	35
III.3.1- Concept d'antennes intelligentes	36
III.3.2- Structure d'une antenne intelligente	37
III.4- Avantages des antennes intelligentes	39
III.5- Types des antennes intelligentes	40
III.5.1- Systèmes d'antennes a faisceaux commutés	40
III.5.2- Antennes adaptatives	41
III.6- Formation de voies et annulation d'interférents	42
III.7- Formation de voies optimales	43
III.7.1- Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile	43
III.7.2- Technique basée sur un signal de référence	44
III.7.3- Les algorithmes adaptatifs	44
III.8- Conclusion	45

Chapitre IV : Technologie MIMO

IV.1- Introduction.....	47
IV.2- Présentation des systèmes multi-antenne.....	47
IV.3- Concept et capacité des canaux MIMO	47
IV.3.1- Système SISO	48
IV.3.2- Système MISO	49
IV.3.3- Système SIMO	50
IV.3.4- Système MIMO.....	50
IV.4- Système MIMO à base de codes spatio-temporels	52
IV.4.1- Codage spatio-temporel en treillis	52
IV.4.2- Codage spatio-temporel par blocs (CSTB).....	54
IV.5- Système MIMO à base de multiplexage spatial	54
IV.6- MIMO Beamforming.....	56
IV.6.1- Principe de la formation de faisceaux multiples	57
IV.7- Récepteurs les plus courants	59
IV.7.1- Récepteur linéaire du Forçage à Zéro (ZF).....	59
IV.7.2- Récepteur linéaire MMSE.....	59
IV.7.3- Récepteur du maximum de vraisemblance (MV)	60
IV.8- Conclusion	60

Chapitre V : Résultat et simulation

V.1-Introduction.....	62
V.2- Principe de l'algorithme MIMO adaptatif (beamforming)	62
V.3-Détermination du vecteur de pondération d'émission et de réception	64
V.4-Paramètre de simulation :	66
V.5-Maximisation du rapport SINR basant sur l'algorithme itératif	66
V.6-Influence du nombre d'antennes sur le rapport SINR	67
V.7- la technique MC-CDMA	68
V.8 -Principe de l'association MIMO-MCCDMA	70
V.8.1- Influence du nombre de trajets sur les performances du système	72
V.8.1.1-Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 2×2	73
V.8.1.2-Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 3×3	74
V.8.1.3-Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 4×4	75

V.8.1.4-Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 8×8	75
V.9-Influence du nombre d'antenne sur les performances du système.....	76
V.10-Influence du nombre de sous-porteuse sur les performances du système	78
V.11- Influence du retard sur les performances du système	78
V.12- Conclusion	80
Conclusion générale	81
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	83

Tables des figures

Figure I.1 : Schéma synoptique d'une chaîne de communication	4
Figure I.2 : Ellipse de Fresnel	5
Figure I.3 : Puissance reçue en fonction de la distance	6
Figure I.4 : Représentation en bande de base du canal de propagation	7
Figure I.5 : Représentation d'un canal variant dans le temps	8
Figure I.6 : Description d'un canal binaire symétrique	8
Figure I.7 : Diagramme du canal binaire symétrique	9
Figure I.8 : Exemple de canal radio-mobile soumis aux multi-trajets	10
Figure I.9 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels	13
Figure I.10 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels	13
Figure II.1 : principe du CDMA	16
Figure II.2 : Densité spectrale de puissance avant et après étalement	17
Figure II.3 : Principe de DS-CDMA	18
Figure II.4 : Modulation multi-porteuses avec $N_c=4$ sous-porteuse.	20
Figure II.5 : Spectre OFDM avec 16 sous-porteuses	22
Figure II.6 : Un système de transmission OFDM	23
Figure II.7 : Un système OFDM simplifié	25
Figure II.8 : La génération d'un signal MC-CDMA pour un utilisateur	26
Figure II.9 : Transmission multi- porteuse avec étalement	27
Figure II.10 : Emetteur MC-CDMA de la voie descendante	28
Figure III.1 : Représentation d'un réseau linéaire	33
Figure III.2 : Schéma représentatif d'un réseau linéaire	33
Figure III.3 : différentes configurations géométriques des réseaux	35
Figure III.4 : Le principe de base d'une antenne intelligente	37
Figure III.5 : Schéma représentatif d'une antenne adaptative	38
Figure III.6 : Principe de SDMA	40
Figure III.7 : Structure d'un système à faisceaux commuté	41
Figure III.8 : Configuration de l'antenne pour la formation de voies	43
Figure IV.1 : système SISO.....	48
Figure IV.2 : système MISO	49
Figure IV.3 : système SIMO	50
Figure IV.4 : système MIMO	51

Figure IV.5 : Architecture d'un système de codage spatio-temporel.....	52
Figure IV.6 : Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états	53
Figure IV.7 : Système de transmission spatio-temporel par couches	55
Figure IV.8 : Principe de la formation multifaisceaux.....	58
Figure IV.9 : Système MIMO à formation de faisceaux multiples à la réception	59
Figure V.1 : principe de MIMO Beamforming	62
Figure V.2 : le rapport SINR pour (L=1 jusqu'au L=7) canaux retardés.	67
Figure V.3 : Influence du nombre d'élément d'antennes	68
Figure V.4 : Emetteur MC-CDMA.	69
Figure V.5 : Récepteur MC-CDMA	69
Figure V.6 : Performances du système MC-CDMA.	70
Figure V.7 : Emetteur MIMO-MCCDMA.	71
Figure V.8 : Récepteur MIMO-MCCDMA	71
Figure V.9 : Performances du système MIMO adaptatif 2×2	73
Figure V.10 : Performances du système MIMO adaptatif 3×3.	74
Figure V.11 : Performances du système MIMO adaptatif 4×4.	75
Figure V.12 : Performances du système MIMO adaptatif 8×8.....	76
Figure V.13 : Performances du système MIMO adaptatif avec variation du nombre d'éléments d'antennes	77
Figure V.14 : Influence du nombre de sous porteuse pour le système MIMO adaptatif 4×4..	78
Figure V.15 : Influence du nombre de symboles retardés pour le système MIMO adaptatif 4×4.....	79

Acronymes et Abréviations

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BLAST	Bell Labs Layered Space-Time
CBS	Canal Binaire Symétrique
CDMA	Code Division Multiple Access
CMA	Constant Modulus Algorithm
D-BLAST	Diagonal Bell Labs Advanced Space Time
DFT	Discrete Fourier Transform
DMI	Direct Matrix Inverse
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
FH-CDMA	Frequency Hopping Code Division Multiple Access
H-BLAST	Horizontal-Bell Labs Advanced Space Time
ICI	Inter Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IES	Interférences Entre Symboles
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter Symbol Interference
LCMV	Linearly Constrain Minimum Variance
LOS	Line Of Sight
LST	Layered Space-Time
MC-CDMA	Multi Carrier-Code Division Multiple Access

MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Square Error
MV	Maximum de Vraisemblance
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
RLS	Recursive least Squares algorithm
RSB	Rapport Signal sur Bruit
SBA	Switched Beam Antennas
SDMA	Space Division Multiple Access
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
STBC	Space Time Block Code
V-BLAST	Vertical-Bell Labs Advanced Space Time
ZF	Zero Forcing

Introduction générale

Les télécommunications font partie des technologies qui ont révolutionné notre mode de vie au vingtième siècle. Du télégraphe à l'Internet, de la TSF au téléphone cellulaire, les progrès établis en la matière sont spectaculaires. Les informations transmises étaient tout d'abord codées en morse, puis des techniques de modulation et de codage analogiques ont permis de transmettre du son, puis des images. Ensuite la venue des techniques numériques a considérablement augmenté le débit et la qualité des informations à transmettre d'un point à un autre.

Cependant, les ingénieurs de conception des systèmes de communication radio sont généralement confrontés à de nombreux challenges. Parmi ceux-ci nous citons la limitation de la bande fréquentielle du canal, les variations complexes de l'environnement de propagation (évanouissements et trajets multiples), etc. Les techniques de diversité et plus particulièrement les techniques de diversité spatiale s'avèrent très efficaces pour réduire l'impact de ces problèmes sur les performances des systèmes.

Ces techniques consistent à utiliser des antennes multiples à l'émission et/ou à la réception, permettant ainsi au récepteur de recevoir des copies différentes du même signal émis. Le fait que le signal reçu soit affecté par des canaux multiples, que nous supposons décorrélés, induit un gain de diversité, qui correctement exploité peut permettre d'améliorer les performances du système en termes de qualité de service (QoS : Quality of Service) et de débit de transmission.

Les chercheurs ont établi une nouvelle technologie qui permet d'augmenter sensiblement l'efficacité des systèmes mobiles, cette technologie est connue sous le vocable MIMO (Multiple input Multiple output) elle a le potentiel d'augmenter considérablement les capacités des transmissions hertziennes, et ont ainsi développé cette architecture allant du multiplexage spatiale au code spatio-temporelle qui nous permet d'augmenter la qualité et le débit de signal d'information et propose une amélioration incroyable des performances des systèmes de transmissions.

Dans ce mémoire, nous proposons un nouveau système MIMO, nommé MIMO-MCCDMA basé sur les antennes intelligentes. Le MIMO-MCCDMA a l'intention d'utiliser la technologie conventionnelle de l'algorithme qui maximise le rapport signal sur bruit pour la résolution du problème. Ici, MC-CDMA et la technique MIMO sont combinés en vue

d'augmenter l'efficacité de la bande passante tout en conservant la robustesse contre la sélectivité du canal. D'une part, MC-CDMA combine efficacement l'OFDM et la technique CDMA qui fournit une haute efficacité spectrale, une bonne robustesse contre les effets multi trajets, flexibilité des accès multiple, et la diminution des interférences multi-utilisateur. D'autre part, la technique MIMO offre un régime pour améliorer les capacités grâce à la diversité spatiale.

Organisation du document

Le mémoire élaboré est constitué de cinq chapitres:

1. Dans le premier 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.

2. Dans le second chapitre, nous allons rappeler la méthode d'accès multiple par répartition de code (CDMA). Ensuite nous allons détailler la technique OFDM. Cette technique vise à exploiter la diversité temporelle et/ou fréquentielle des canaux. Et finalement nous donnons le principe de la technique MC-CDMA.

3. Le troisième 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.

4. Le quatrième chapitre 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.

5. Dans le cinquième chapitre, nous allons étudier l'association entre la technologie MIMO et la technique de transmission multi-porteuses MC-CDMA grâce à une programmation MATLAB. Nous montrerons donc l'influence des paramètres utilisés par les deux techniques sur l'amélioration des performances. Par ailleurs, nous exposons les résultats de simulation et nous analysons les performances des architectures proposées en termes de BER (Bit Error Rate) en fonction du SNR.

Nous terminons avec la conclusion générale regroupant les différentes conclusions sur les études menées.

Chapitre 1

Généralité sur la transmission sans fil

I.1- Introduction

Transmettre de l'information d'un point à un autre sans-fil nécessite un système de radiocommunication. Ce système utilise le canal hertzien comme support physique. Au cours de sa propagation, l'onde transmise traverse différents types de canaux jusqu'à atteindre sa cible. Ces canaux affectent l'onde émise. Cela rend nécessaire l'étude des canaux de propagation. Les performances de transmission, comme on le montrera dans ce chapitre, dépendent considérablement des caractéristiques du canal. Selon les conditions d'observation, ces canaux peuvent être considérés comme statiques ou dynamiques.

L'objectif de ce chapitre est d'introduire le concept des communications numériques et les généralités qui serviront à la bonne compréhension de l'ensemble de ce mémoire. Nous allons dans un premier temps décrire les différents types des canaux d'une chaîne de transmission numérique et les phénomènes physique à l'intérieure de ces derniers, par la suite, nous allons présenter les différentes techniques de diversités pour lutter contre les évanouissements et améliorer la qualité de transmission.

I.2- Canal de propagation

Un système de transmission radioélectrique permet de transformer un signal électrique émis $e(t)$ en signal électrique reçus $s(t)$ par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques. Le canal de propagation est l'endroit qui transforme les ondes électromagnétiques lors de leur propagation. A ce stade, il est important de différencier le canal de propagation, qui ne tient en compte que des interactions du signal émis avec l'environnement traversé et le canal de transmission, qui inclut en plus les effets induits par les antennes émettrice et réceptrice comme le montre la Figure I.1.

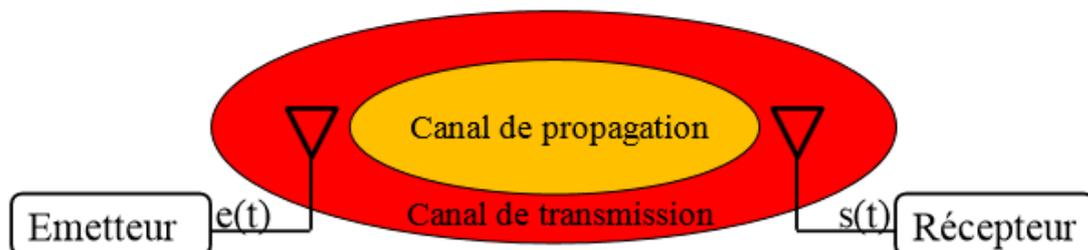


Figure I.1 : Schéma synoptique d'une chaîne de communication

I.2.1- La propagation en espace libre

Selon l'environnement de propagation, les influences du canal diffèrent. Le modèle d'espace libre permet d'avoir une première approche. L'espace libre peut être modélisé comme l'illustre la figure I-2. Dans le cas d'une liaison en vue directe, connue aussi sous le terme LOS (Line Of Sight) entre l'émetteur et le récepteur, une ellipse appelée zone de Fresnel permet de cerner la validité du modèle espace libre dans un canal réel. Effectivement, si cette zone n'est pas dégagée, le modèle n'est plus valable.

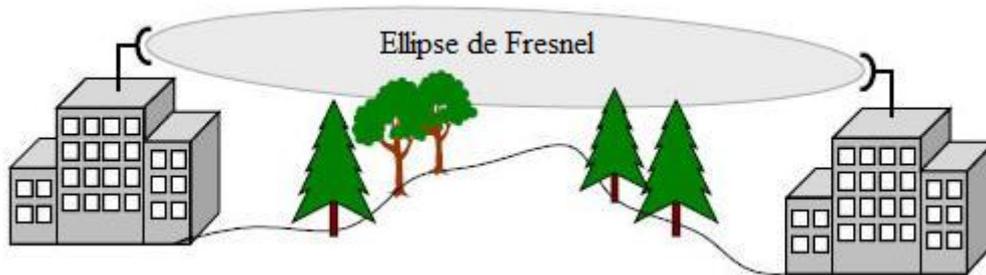


Figure I.2 : Ellipse de Fresnel

En espace libre, l'onde se propage depuis l'émetteur jusqu'à ce qu'une partie de la puissance transmise P_e excite l'antenne réceptrice. Cette puissance reçue P_r s'exprime en fonction du gain des deux antennes G_e et G_r , de la distance de propagation d et de la longueur d'onde λ comme suit :

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

C'est une puissance de réception maximale. Cette valeur ne prend pas en compte la dépolarisation, la désadaptation et les variations spatiales du gain des antennes.

On en déduit l'affaiblissement de la liaison :

$$L = P_r / P_e = G_e G_r (\lambda / 4\pi d)^2 \quad (\text{I.2})$$

En considérant des antennes omnidirectionnelles ($G_e = G_r = 1$), on en déduit de l'équation précédente que les pertes de propagation, à fréquence constante, sont inversement proportionnelles à d^2 .

I.2.2- La propagation hors espace libre

Les situations les plus courantes de propagation des systèmes de radiocommunication sont loin d'être en espace libre. Les obstacles de différentes formes géométriques et de diverses caractéristiques physiques perturbent la propagation. Ces perturbations se traduisent

par des fluctuations de la puissance du signal reçu en fonction de la distance comme l'illustre la figure I-3.

Les pertes en fonction de la distance et les effets de masquage [1] sont les phénomènes à l'origine de ces variations. La décroissance en $1/d$ est la principale perte de puissance. La densité de puissance se réduit au fur à mesure que l'onde s'éloigne de sa source jusqu'à atteindre l'antenne réceptrice. L'influence des obstacles rencontrés par l'onde varie selon leurs configurations.

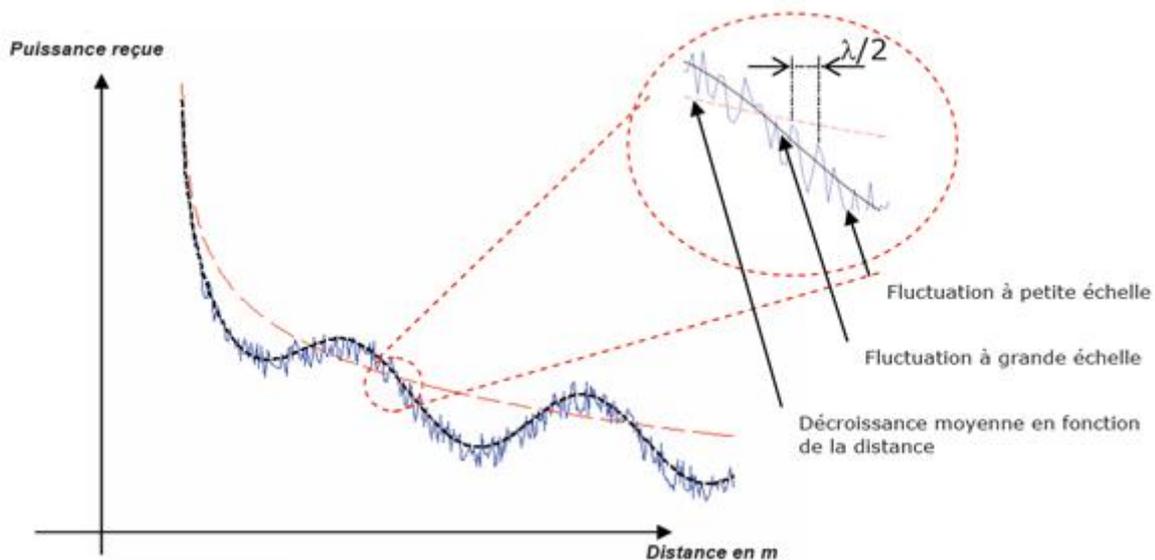


Figure I.3 : *Puissance reçue en fonction de la distance*

En plus de la décroissance de la densité de puissance en fonction de la distance, entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception, le signal subit deux types de pertes : pertes à petite et grande échelle. Comme le décrit la figure I-3, les pertes à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement de plusieurs dizaines de longueurs d'onde. Les fluctuations à petite échelle sont observées sur un déplacement suffisamment petit (quelques longueurs d'onde). La présence d'obstacles dans l'environnement de propagation causant l'apparition de différentes répliques du signal émis au niveau du récepteur est la cause principale de ces variations. Selon leurs phases d'arrivée au niveau de l'antenne, la somme de ces répliques peut être constructive ou destructive. C'est la source du phénomène d'évanouissement. Ces obstacles naturels (sol, arbres, bâtiments, etc.) se trouvent sur le trajet de l'onde. Il en résulte une multitude de trajets et donc, une multitude d'ondes retardées, atténuées et déphasées au niveau du récepteur.

I.2.3- Modélisation du canal de propagation

Après avoir présenté tous les aspects du canal de propagation précédemment, il convient de le modéliser (Figure I.4). Un canal variant dans le temps est représenté par un filtre linéaire ayant comme réponse impulsionnelle $\mathbf{h}(\tau, \mathbf{t})$ [2].

Dans le cas d'un canal invariant dans le temps, la réponse impulsionnelle du canal ne dépend pas du temps « t » et elle peut être caractérisée par $\mathbf{h}(\tau)$ [3].

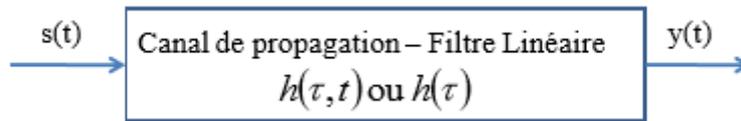


Figure I.4 : Représentation en bande de base du canal de propagation

Avec des antennes isotropes et en supposant que le canal de propagation varie dans le temps et comporte « K » trajets, la réponse impulsionnelle peut s'écrire de la manière suivante: $h(\tau, t) = \sum_{k=1}^K a_k(t, \tau) \exp(j\psi_k(t, \tau)) \delta(t - \tau_k(t))$ (I.3)

Cette relation traduit que chaque trajet « k » de l'onde est affecté par une atténuation (a_k), un déphasage ψ_k et un retard temporel τ_k . Avec δ est la fonction de Dirac et « t » le temps.

Dans le cas d'un filtre passe-bande, le signal émis $\mathbf{S}(t)$ est représenté comme suit :

$$S(t) = Re\{s(t) \exp(j2\pi f_c t)\} \tag{I.4}$$

Avec $s(t)$ est l'enveloppe du signal émis et f_c représente la fréquence de la porteuse.

De même, le signal reçu s'exprime par la relation suivante :

$$Y(t) = Re\{y(t) \exp(j2\pi f_c t)\} + n(t) \tag{I.5}$$

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

Un exemple d'un canal variant dans le temps est montré dans la Figure I.5.

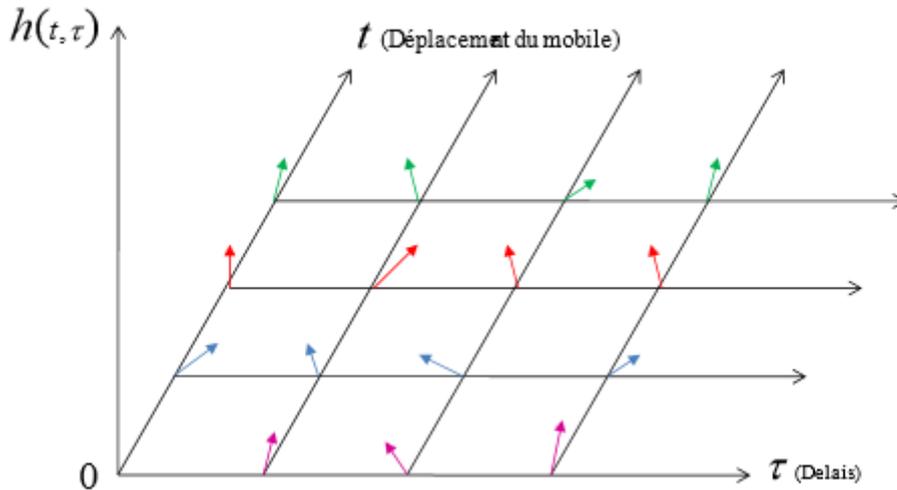


Figure I.5 : Représentation d'un canal variant dans le temps

I.3- Canaux de transmission

I.3.1 Canal binaire symétrique

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret dont les alphabets d'entrée et de sortie sont finis et égaux à $\{0;1\}$. On considère dans ce cas que le canal comprend tous les éléments de la chaîne compris entre le codeur de canal et le décodeur correspondant (Fig. 1.6).

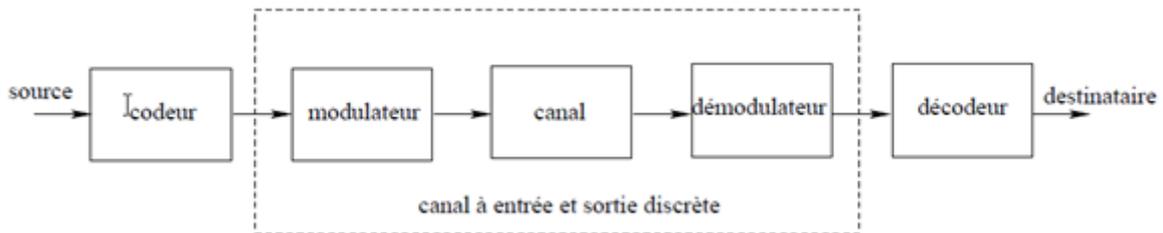


Figure I.6 : Description d'un canal binaire symétrique

On note respectivement a_k et y_k les éléments à l'entrée et à la sortie du CBS. Si le bruit et autres perturbations causent des erreurs statistiquement indépendantes dans la séquence binaire transmise avec une probabilité p , alors [4]:

$$Pr(y_k = 0 ; a_k = 1) = Pr(y_k = 1 ; a_k = 0) = p$$

$$Pr(y_k = 1 ; a_k = 1) = Pr(y_k = 0 ; a_k = 0) = 1 - p$$

Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme sur la figure I.7. Chaque élément binaire à la sortie du canal ne dépendant que de l'élément binaire entrant correspondant, le canal est appelé sans mémoire.

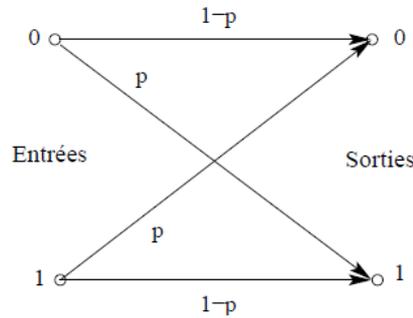


Figure I.7 : *Diagramme du canal binaire symétrique*

I.3.2 Canal à bruit additif blanc gaussien

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

$$r(t) = s(t) + v(t) \quad (\text{I.6})$$

Où $v(t)$ représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_v^2 et de densité spectrale de puissance bilatérale $\Phi_{vv} = N_0/2$. La densité de probabilité conditionnelle de r est donnée par l'expression:

$$P(r|s) = 1/\sqrt{2\pi\sigma_v^2} e^{-(r-s)/2\sigma_v^2} \quad (\text{I.7})$$

I.3.3 Canal à évanouissements

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal.

Cette 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. Les transmissions intra-

muros, avec toutes les perturbations liées aux parois du bâtiment, et les communications radio-mobiles, dont les multi-trajets sont causés par les montagnes, immeubles et autres voitures, sont les exemples les plus courants d'environnements propices aux multi-trajets (Fig. I.8). Ces derniers apparaissent toutefois dans d'autres milieux, et les transmissions acoustiques sous-marines doivent ainsi affronter de nombreux multi-trajets dûs à la surface de l'eau et aux fonds marins. 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.

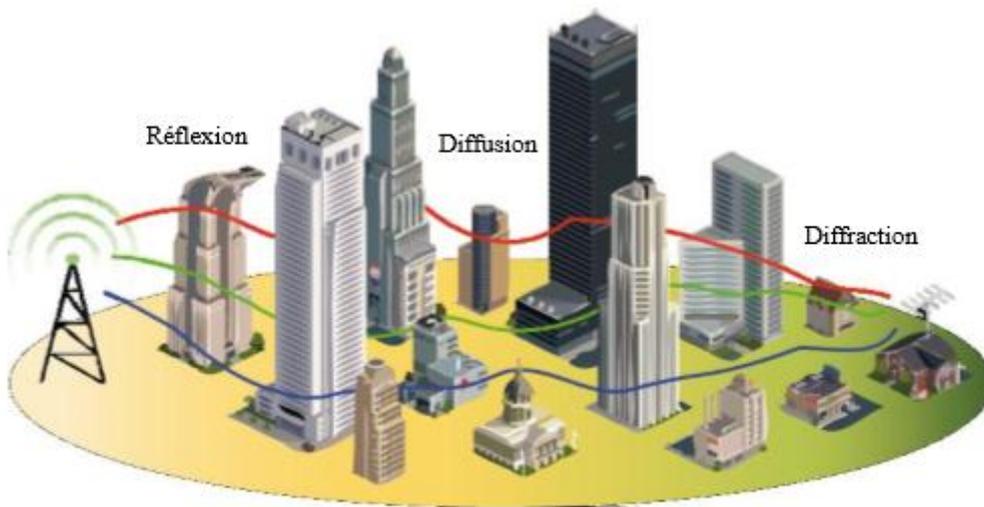


Figure I.8 : Exemple de canal radio-mobile soumis aux multi-trajets

I.4- Dispersion dans les canaux

La configuration spatiale du récepteur et de l'émetteur engendre des dispersions temporelles et fréquentielles. Ces dispersions sont déterminantes pour le canal de propagation. Elles définissent des paramètres d'exploitation du canal tel que la bande et le temps de cohérence. Ces paramètres sont essentiels au dimensionnement d'un système de radiocommunication.

I.4.1- Les dispersions temporelles

La caractérisation impulsionnelle du canal consiste à observer en réception l'arrivée de l'impulsion émise. En présence de multi-trajet, après l'arrivée de la réponse du trajet le plus court, arrivent les réponses des échos. Le temps écoulé entre l'impulsion reçue du premier trajet et celui du dernier écho est l'étalement des retards maximal noté τ_{max} . Ainsi, l'étude statistique de la variable aléatoire $\tau \in [0; \tau_{max}]$ déterminera la dispersion moyenne des retards,

notée σ_τ . Cette dispersion temporelle des retards se caractérise dans le domaine fréquentiel par une corrélation sur une bande de fréquence.

I.4.2- Les dispersions fréquentielles

Les dispersions fréquentielles sont liées au mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur. Ces mouvements provoquent un décalage fréquentiel du spectre des signaux émis, appelé effet Doppler. Ce décalage dépend de la vitesse relative de déplacement. Ainsi pour un signal émis à la fréquence f_c le récepteur aura une fréquence de réception f_r qui sera la somme de la fréquence émise f_c et le décalage Doppler f_d :

$$f_r = f_c + f_d \quad (\text{I.8})$$

f_d est fonction de l'angle θ d'incidence de l'onde reçue et de la vitesse v de déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur :

$$f_d = v f_c / c \cos \theta \quad (\text{I.9})$$

Où c désigne la célérité de la lumière.

I.5- Diversité et Sélectivité

I.5.1 Notion de sélectivité

La reconstruction des signaux transmis nécessite quelques suppositions pour un traitement numérique adéquat en aval. Les valeurs de la bande de cohérence et la fréquence de cohérence définissent la sélectivité du canal. Les multi-trajets ainsi que les déplacements de l'émetteur et/ou du récepteur sont les sources d'une sélectivité fréquentielle et temporelle.

Un signal transmis peut être caractérisé par sa durée symbole T_s ainsi que sa bande B_s . La robustesse de ce signal dépendra des rapports T_s/τ_c et B_s/B_c .

Ainsi, quatre cas de figures se présentent :

- $B_s \ll B_c, T_s \gg \sigma_\tau$: si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est largement supérieure à la dispersion des retards, alors, les fréquences du spectre sont corrélées. Ainsi, les fréquences du spectre du signal subissent les mêmes amplifications ou atténuations. Dès lors, le canal est considéré comme non sélectif en fréquence et à «évanouissements plats».
- $B_s > B_c, T_s < \sigma_\tau$: si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est inférieure à la dispersion des

retards, alors, les fréquences du spectre sont décorréliées. Lors d'un évanouissement dans la bande de cohérence, une partie du signal seulement sera perturbée. Le canal est dit sélectif en fréquence.

En outre, la durée du symbole étant inférieure à la dispersion des retards, des interférences entre symboles apparaissent.

- $T_s < t_c, B_s > B_d$: Si la durée du symbole émis est inférieure au temps de cohérence du signal, ou la bande occupée par le signal est supérieure à la bande Doppler, alors, le canal est dit à «évanouissements lents». Le canal est alors non-sélectif en temps. La réponse impulsionnelle du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs.
- $T_s \gg t_c, B_s \ll B_d$: si la durée du symbole émis est largement supérieure au temps de cohérence du signal, ou la bande occupée par le signal est largement inférieure à la bande Doppler, alors, le canal est dit à «évanouissements rapide». Dans ces conditions, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole. Le canal est alors sélectif en temps.

1.5.2 Notion de diversité

La diversité se définit par la présence en réception de plusieurs répliques indépendantes d'une même information. La notion de diversité est utile afin d'évaluer la robustesse d'un système de radiocommunications vis à vis d'un canal donné. Les grandeurs D_t et D_f représentent respectivement l'ordre de diversité temporelle et fréquentielle.

1.5.2.1- Diversité temporelle

Utilisée pour combattre l'évanouissement sélectif en temps, la diversité temporelle 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 (Fig. 1.9). Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelaceur et d'un code correcteur d'erreur, ou encore par demande de répétition automatique. Le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, et la baisse de débit correspondante.[5]

L'ordre de diversité utilisé lors de la transmission d'un signal d'une trame de durée T_{trame} de signaux de durée T_s , leur expression est la suivante:

$$D_t = T_{trame} / t_c \quad (I.10)$$

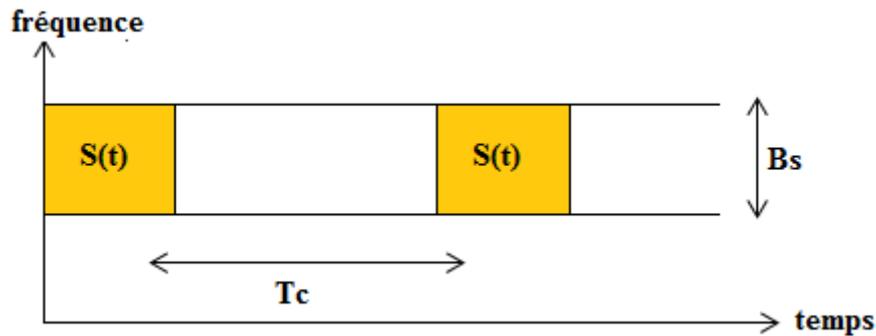


Figure I.9 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels

1.5.2.2- Diversité fréquentielle

Efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, la diversité fréquentielle revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c (Fig. 1.10). La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multi-porteuse conjointement avec un entrelaceur et un codage correcteur d'erreur [6]. Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une source potentielle de diversité fréquentielle. Ces techniques utilisent une séquence pseudo-aléatoire pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux perturbations et une grande discrétion de transmission. Elles ont d'ailleurs été initialement développées pour des applications militaires. L'étalement de spectre par séquence directe [7] et l'étalement par sauts de fréquence [8] sont les plus répandus.

$$D_f = B_s / B_c \quad (I.11)$$

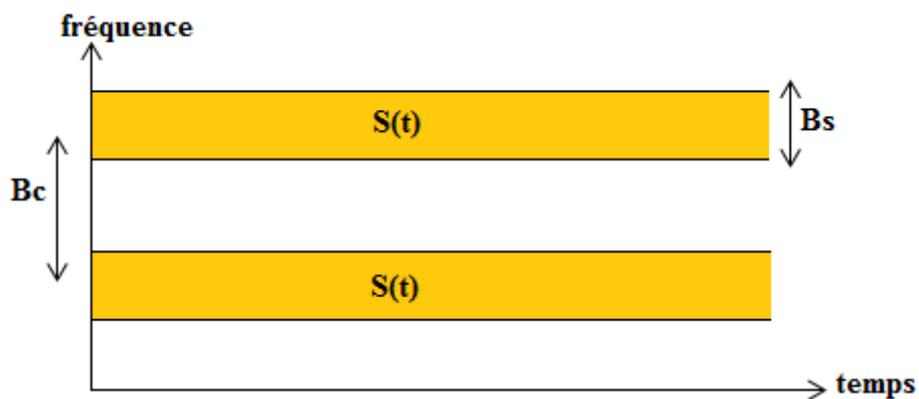


Figure I.10 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels

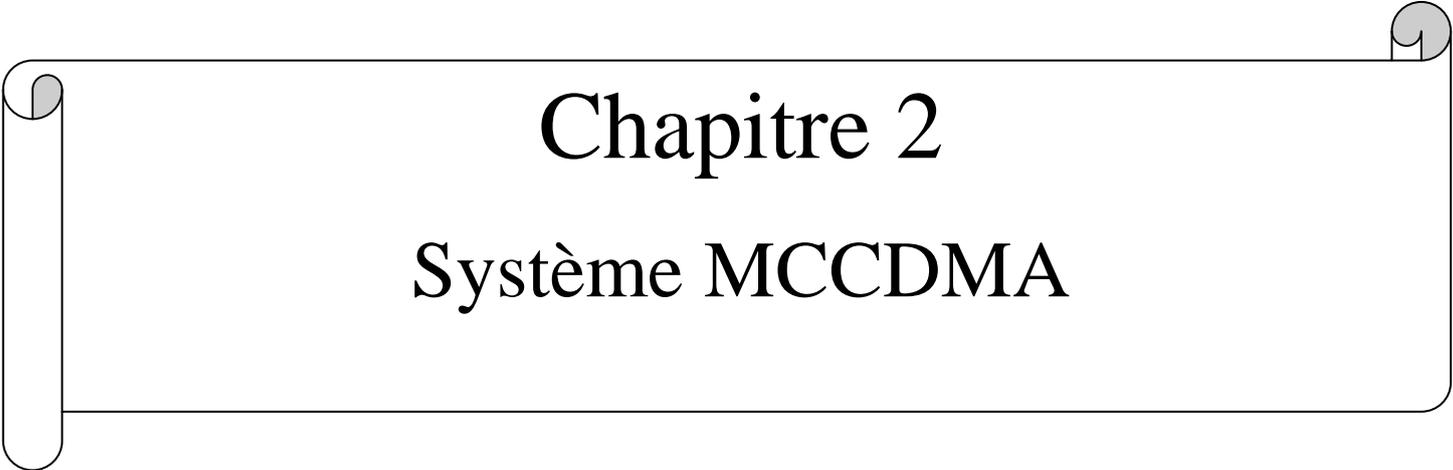
1.5.2.3- Diversité spatiale

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la diversité spatiale, ou 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 un évanouissement indépendant 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 [9]. De grandes antennes imposent ainsi une grande distance de cohérence. Du côté du mobile, en revanche, généralement plus bas en altitude et donc soumis à de nombreux échos, la distance de cohérence reste raisonnable. D'une manière générale, une séparation de 0.4λ à 0.6λ semble adéquate pour le mobile, alors que pour une station de base, elle peut atteindre plus de 10λ .

I.6- Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques généralités sur les transmissions numériques et des rappels importants concernant la propagation en/hors espace libre. Les modèles de canaux que nous utiliserons dans ce mémoire ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications radio-mobiles. De même, quelques grandeurs importantes qui caractérisent le canal de propagation ont été brièvement présentées. Ces paramètres : temps de cohérence, bande de cohérence, modèle de canal,... sont à prendre en compte lors de la conception d'un système de radiocommunication.

Dans le chapitre suivant nous présenterons les différentes techniques d'accès multiples et modulation multi-porteuses OFDM et MC-CDMA ainsi que les principaux architectes des émetteurs et des récepteurs de ces techniques.

A decorative border resembling a scroll, with a vertical strip on the left and a horizontal strip at the top, both with rounded ends and a slight shadow effect.

Chapitre 2

Systeme MCCDMA

II.1-Introduction :

Plusieurs méthodes de transmission et d'accès multiple sont envisageables aujourd'hui, soit une solution multi-porteuses de type OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) basée sur le multiplexage fréquentiel des données et Soit une solution simple porteuse avec accès multiple de type CDMA (Code Division Multiple Access) basée sur l'étalement de spectre par multiplication du signal par un code à séquence directe. La solution mixte combinant les deux techniques précédentes, l'intérêt étant d'associer l'efficacité spectrale de l'OFDM à la capacité de transmission offerte par le CDMA. Il existe différentes combinaisons possibles (MC-CDMA, MC-DS-CDMA) qui se différencient par la façon dont sont imbriquées les opérations de multiplexage fréquentiel et d'étalement de spectre.

C'est ce qu'on nous avons voir dans ce chapitre la description du système MC-CDMA, on donnant le schéma de ce système ainsi que les différentes équations qui le gèrent notamment dans les environnements multi-trajets.

II.2- Techniques d'accès multiple CDMA

La CDMA est une technologie à étalement de spectre (SST: Spread Spectrum Technology). Tous les utilisateurs ont accès simultanément à la totalité de la bande et ils sont distingués à la réception grâce à des codes associés à chacun d'entre eux [10]. Cette technique permet de multiplexer des informations sur un seul support de manière synchrone ou asynchrone.

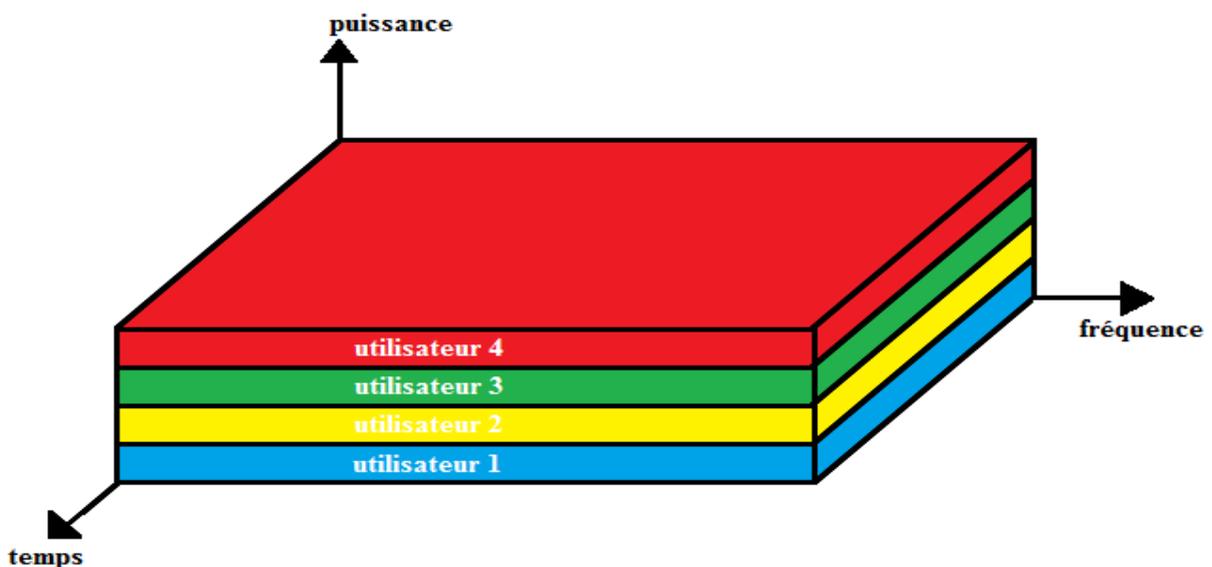


Figure II.1 : Principe du CDMA

Chapitre 2 : Système MCCDMA

Le principe de l'étalement consiste à « étaler » l'information sur une bande de fréquences beaucoup plus large que la bande nécessaire, dans le but de combattre les signaux interférents et les distorsions liées à la propagation. Le signal est codé au départ, un code est assigné à chacun des usagers afin de permettre le décodage à l'arrivée.

L'étalement est assuré par un signal pseudo aléatoire appelé code d'étalement. A la réception le signal est perçu comme du bruit si le récepteur n'a pas le code. Le signal étant émis à un niveau plus faible que celui du bruit, le débit reste faible. L'étalement de spectre est ainsi optimisé pour lutter contre le bruit, dont il limite mieux les effets.

II.2.1-Technique d'étalement de spectre DS-CDMA [11]

Dans un système d'étalement de spectre, le signal transmis est étalé sur une large bande de fréquence plus large que la bande minimale exigée pour transmettre l'information (voir figure II.2). L'étalement de la bande est accompli au moyen d'un code qui est indépendant des données. Une réception synchronisée au code d'émission est utilisée pour désétalement et récupérer les données.

Il existe deux concepts fondamentaux pour l'étalement de spectre avec accès multiple : la DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access) et la FH-CDMA (FrequencyHopping Code Division Multiple Access). Dans cette section, nous étudions uniquement la technique DS-CDMA.

II.2.1.1-Principe de base de la DS-CDMA [12]

Le principe général de la DS-CDMA consiste à étaler la bande passante B_s d'un signal d'information sur une large bande B tel que $B \gg B_s$. Le gain de traitement (processing gain) est donné par :

$$P_G = B / B_s \quad (II.1)$$

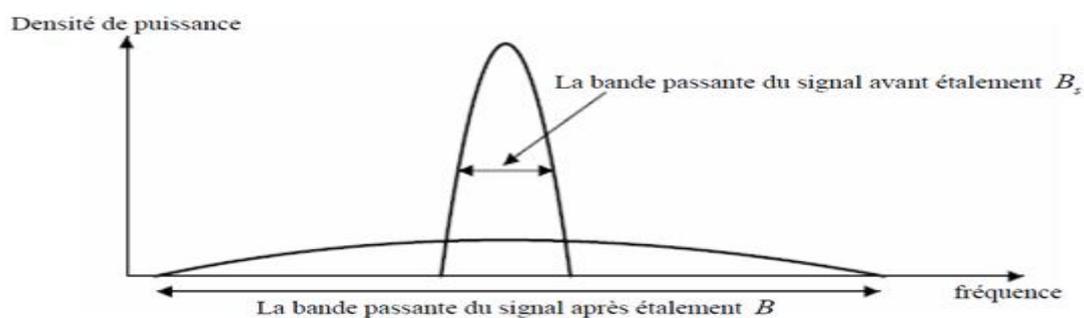


Figure II.2 : Densité spectrale de puissance avant et après étalement

Chapitre 2 : Système MCCDMA

L'augmentation du gain de traitement P_G nécessite une diminution de la densité de puissance du signal d'information. Si la bande passante est très large, le signal peut être transmis comme un bruit (comme dans le cas des systèmes ultra large bande UWB).

Pour l'opération d'étalement de spectre dans la DS-CDMA, on peut utiliser le code PN (bruit pseudo-aléatoire) avec de bonnes propriétés d'autocorrélation et d'inter-corrélation. Le code PN est formé par un ensemble de *chips* qui sont multipliés par les données associées à un utilisateur (voir figure II.3). Pour récupérer le signal transmis à la réception, on doit répéter la même opération d'étalement avec le même code. Dans le cas d'un environnement multi-utilisateurs, les signaux des différents utilisateurs sont distingués par les différents codes PN. Deux codes de deux utilisateurs différents devront être orthogonaux (décorrélés) et chaque code de chaque utilisateur devra être normalisé. C'est-à-dire :

$$\int_0^T [c^i(t)]dt = 1 \quad (II.2)$$

La fonction d'inter-corrélation est définie par

$$R_{c^i c^j}(\tau) = \int_0^T c^i(t)c^j(t+\tau)dt \quad (II.3)$$

Où

$c^i(t)$, $c^j(t)$ sont les codes successifs de $i^{\text{ième}}$ et $j^{\text{ième}}$ utilisateur.

$R_{c^i c^j}(\tau)$ représente la fonction d'auto-corrélation, qui doit être minimale.

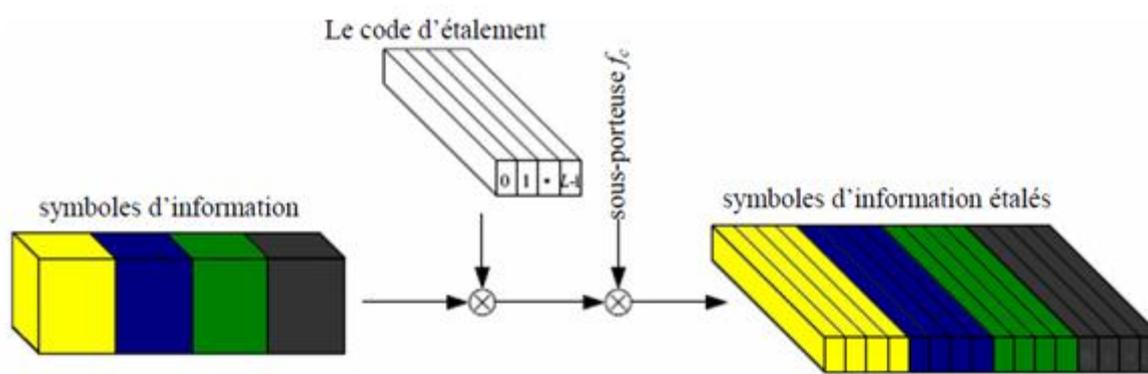


Figure II.3 : Principe de DS-CDMA

Structure du signal transmis

Le principe de la DS-CDMA est d'étaler les symboles d'information par la séquence d'étalement $c^{(k)}(t)$ de longueur L , où :

$$c^{(k)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)} P_{T_c}(t - lT_c) \quad (II.4)$$

est le code associé au $k^{\text{ième}}$ utilisateur, avec $k = 0, \dots, K-1$, où K est le nombre total d'utilisateur actif. L'impulsion rectangulaire P_{T_c} est donnée par :

Chapitre 2 : Système MCCDMA

$$P_{T_c} = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq T_c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

T_c est la durée du chip, et les $C_1^{(k)}$ sont les chips spécifiques de la séquence d'étalement $C^{(k)}(t)$.

Après étalement, le signal $x^{(k)}(t)$ de l'utilisateur k devient

$$x^{(k)}(t) = d^{(k)} \sum_{l=0}^{L-1} C_1^{(k)} P_{T_c}(t - lT_c), \quad 0 \leq t \leq T_d \quad (\text{II.6})$$

Où : $T_d = LT_c$ est la durée d'un symbole d'information et $d^{(k)}$ le symbole transmis par l'utilisateur k .

Le signal global transmis $x(t)$ des K utilisateurs sera :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} x^{(k)}(t) \quad (\text{II.7})$$

Le choix approprié des codes est un problème crucial dans la DS-SS-SSMA, puisque l'interférence d'accès multiple dépend fortement de la fonction d'inter-corrélation des séquences utilisées. Pour réduire au minimum l'interférence d'accès multiple, les valeurs des fonctions d'inter-corrélation devraient être aussi petites que possible.

Structure du signal reçu

Le signal reçu $y(t)$, obtenu à la sortie du canal radio peut être exprimé par

$$y(t) = x(t) + n(t) = r(t) + n(t) = \sum_{k=0}^{K-1} r^k(t) + n(t) \quad (\text{II.8})$$

Où :

$r^{(k)}$ est le signal reçu du $k^{\text{ième}}$ utilisateur

$n(t)$ est le bruit blanc gaussien additif (AWGN).

Le signal $z^k(t)$ après multiplication par le code du $k^{\text{ième}}$ utilisateur peut être s'écrit sous la forme :

$$z^k(t) = y(t) \cdot c^k(t) = r(t) \cdot c^k(t) + n(t) \cdot c^k(t) \quad (\text{II.9})$$

$$z^k(t) = x^k(t) c^k(t) + \sum_{\substack{g=0 \\ g \neq k}}^{K-1} x^g(t) c^g(t) c^k(t) + n(t) c^k(t) \quad (\text{II.10})$$

$$\hat{d}^k(t) = d^k c^k(t) c^k(t) + \sum_{\substack{g=0 \\ g \neq k}}^{K-1} d^g c^g(t) c^k(t) + n(t) c^k(t) \quad (\text{II.11})$$

Le premier terme dans l'équation (II.11) est la partie désirée du signal du $k^{\text{ième}}$ utilisateur, tandis que le deuxième terme correspond à l'interférence d'accès multiple et le troisième représente le bruit additif.

II.2.1.2- Avantages et désavantages de DS-CDMA

Avantages

- Une faible DSP du signal émis.
- La confidentialité (faible probabilité d'interception).
- Une robustesse vis-à-vis des brouilleurs.
- L'augmentation du nombre d'utilisateurs dépend seulement du nombre de codes utilisés et non pas de la capacité du canal radio qui reste limitée et rare.

Désavantages:

- La bande passante utilisée à l'émission est largement supérieure à celle du message à transmettre.
- Complexité élevée des émetteurs et des récepteurs.
- L'interférence d'accès multiples (MAI).

II.3- Modulation multi-porteuse OFDM [13]

Le principe de la modulation multi-porteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est de convertir un flux de données série de haut débit en des sous-flux de données parallèles avec un débit faible, et chaque sous-flux module une sous-porteuse différente. Puisque le débit dans chaque sous-porteuse est faible par rapport au débit initial, l'effet des interférences (ISI) diminue significativement ce qui va réduire la complexité d'égaliseur. Un exemple de modulation multi-porteuse avec un nombre de sous-porteuses $N_c=4$ est décrit dans la figure II.4.

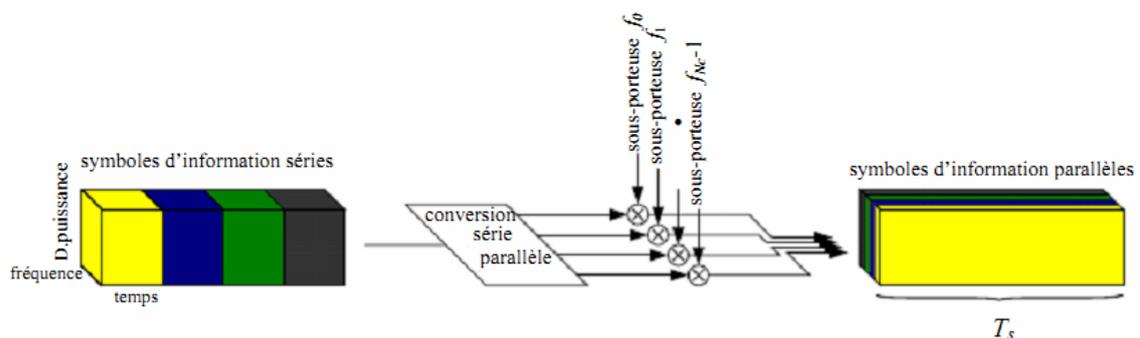


Figure II.4 : Modulation multi-porteuses avec $N_c=4$ sous-porteuse.

Chapitre 2 : Système MCCDMA

A noter que la représentation à trois dimensions temps/fréquence/densité de puissance, dans la figure II.4 est utilisée pour illustrer les principes des systèmes multi porteuses et les systèmes d'étalement de spectre par la suite.

Un but important de design pour les systèmes de transmission multi-porteuses OFDM, est que le canal radio mobile peut être considéré comme invariant dans le temps durant un symbole OFDM et le fading comme plat (flat) par sous canal. Donc, la durée d'un symbole OFDM doit être plus petite que le temps de cohérence du canal $(\Delta t)_c$ et la bande de fréquence entre les sous-porteuses inférieure à la bande de cohérence $(\Delta f)_c$ du canal. Par vérification de ces conditions, la réalisation des récepteurs moins complexe est possible.

Un système de communication qui utilise la modulation multi-porteuse, transmet N_c symboles source de valeurs complexes $S_n, n=0, \dots, N_c-1$, en parallèle dans N_c sous-porteuses différentes. Les symboles sources sont en générales obtenues après codage de source et de canal, entrelacement et opération de mapping. Après la conversion série-parallèle (voir figure II.4), la durée d'un symbole OFDM sera :

$$T_s = N_c T_d \quad (\text{II.12})$$

Où : T_d est la durée d'un symbole d'information. L'espacement entre les N_c sous-porteuses est donné par :

$$F_s = 1 / T_s \quad (\text{II.13})$$

Les N_c symboles modulés sont transmis comme un symbole OFDM avec un enveloppe complexe donné par :

$$x(t) = 1/N_c \sum_{k=0}^{N_c-1} S_n * e^{j2\pi f n t} \quad 0 \leq t < T_s \quad (\text{II.14})$$

Où :

$$f_n = n / T_s, \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (\text{II.15})$$

La densité spectrale de puissance pour un symbole OFDM avec 16 sous-porteuses en fonction de la fréquence normalisée fT_d est décrite par un trait continu dans la figure II.5 (à noter que cette courbe est décalée vers le centre des fréquences et que tous les symboles sont transmis avec la même puissance).

Le premier avantage dans l'utilisation de l'OFDM est que la modulation multi-porteuse peut être facilement implémentée dans le domaine discret en utilisant IDFT ou IFFT. L'IDFT qui a comme coefficients la séquence des symboles d'information, n'est rien d'autre que l'échantillonnage de l'enveloppe complexe $x(t)$ à la fréquence $1/T_d$. Elle est donnée par :

$$x(v) = 1/N_c \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n * e^{j2\pi v n / N_c}, \quad v = 0, \dots, N_c - 1 \quad (\text{II.16})$$

Chapitre 2 : Système MCCDMA

Le diagramme en bloc d'un émetteur/récepteur OFDM est donné dans la figure II.6. Quand le nombre de sous-porteuse augmente, la durée d'un symbole OFDM devient plus large par rapport au retard maximal du canal τ_{\max} et par conséquent, les ISI diminuent significativement. Cependant pour éviter complètement l'ISI et ICI on ajoute un intervalle de garde entre les symboles OFDM adjacents. Cet intervalle doit être d'une durée :

$$T_g \geq \tau_{\max} \quad (\text{II.17})$$

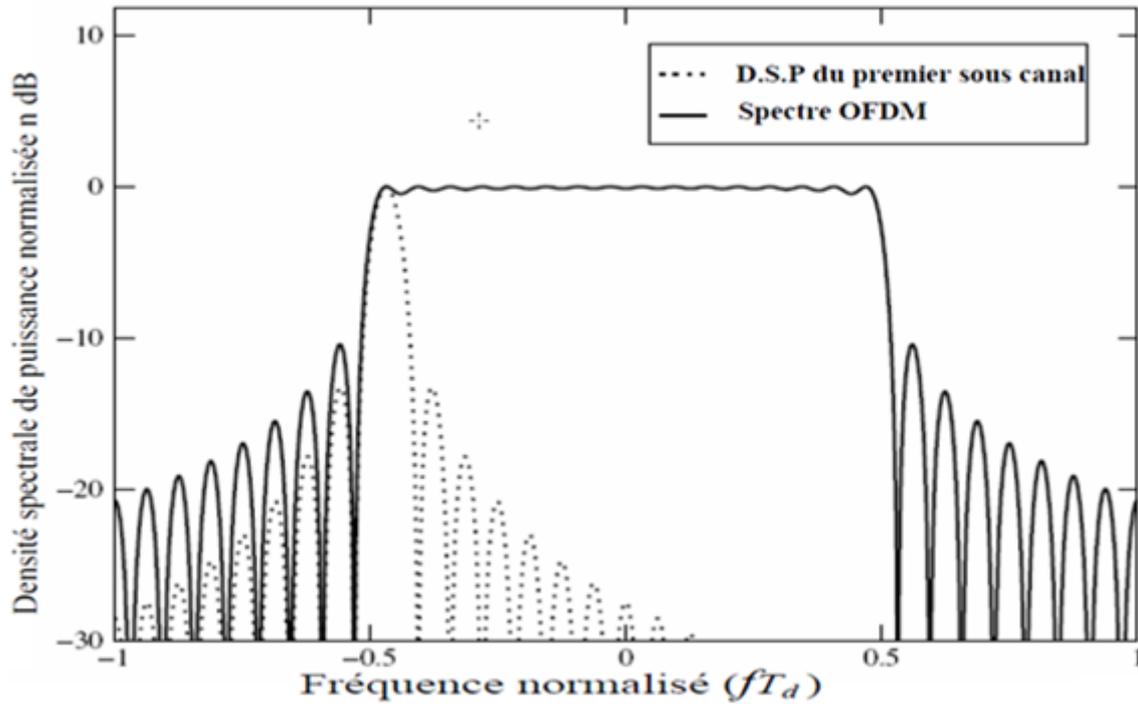


Figure II.5 : Spectre OFDM avec 16 sous-porteuses

La durée d'un symbole OFDM devient :

$$T'_s = T_s + T_g \quad (\text{II.18})$$

La longueur discrète de l'intervalle de garde est L_g . Donc à partir de (II.17) la valeur de L_g doit vérifier :

$$L_g \geq \lceil \tau_{\max} N_c / T_s \rceil \quad (\text{II.19})$$

La séquence échantillonnée avec intervalle de garde devient :

$$x(v) = 1/N_c \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n * e^{\frac{j2\pi v n}{N_c}} \quad , v = -L_g, \dots, N_c - 1 \quad (\text{II.20})$$

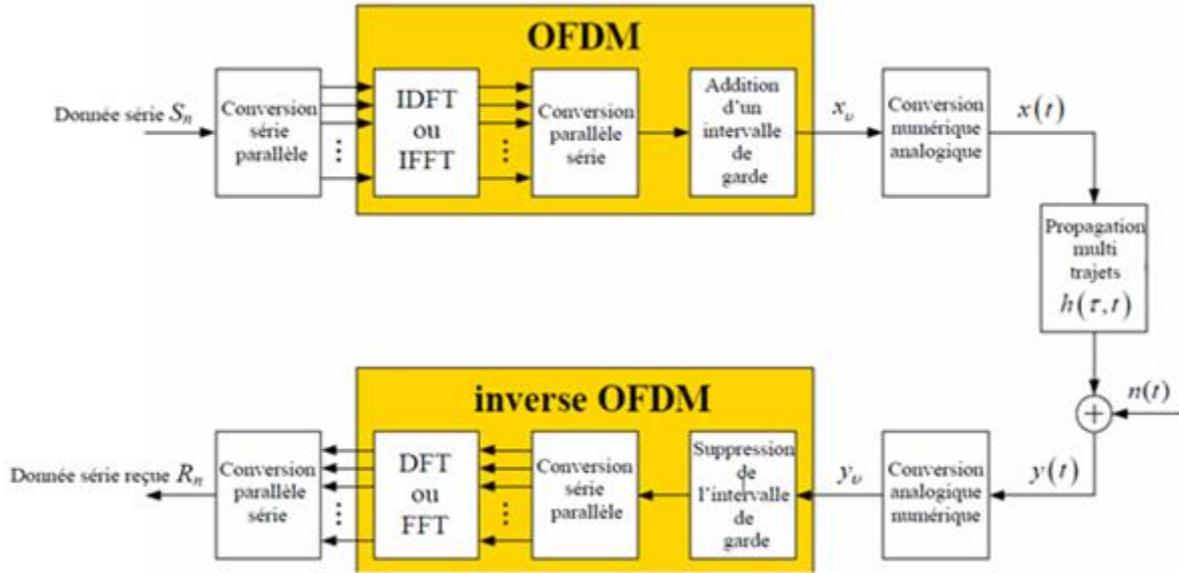


Figure II.6: Un système de transmission OFDM

Cette séquence va passer à travers un convertisseur numérique/analogique dont la sortie est un signal de forme d'onde $x(t)$, de durée T_s , qui sera transmis à travers le canal radio mobile (voir figure II.6). La sortie du canal est obtenue après convolution de $x(t)$ avec la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$ et l'addition du bruit $n(t)$:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau)h(\tau, t)d\tau + n(t) \quad (\text{II.21})$$

Le signal reçu $y(t)$ va passer à travers un convertisseur analogique/numérique, dont la sortie est la séquence $y_v, v=-L_g, \dots, N_c-1$ qui est l'échantillonnage du $y(t)$ à la fréquence $1/T_d$. Puisque l'ISI existe seulement dans les L_g premiers échantillons de la séquence reçue, ces échantillons sont enlevés avant une démodulation multi-porteuse.

La partie des échantillons y_v libre d'ISI ($v=0, \dots, N_c-1$) est démodulé par inverse OFDM en utilisant l'DFT. La séquence démodulé R_n est donnée par :

$$R_n = \sum_{v=0}^{N_c-1} Y_v * e^{-\frac{j2\pi v n}{N_c}} \quad , n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (\text{II.22})$$

Puisque les ISI et ICI peuvent être évités par l'insertion de l'intervalle de garde T_g , chaque sous canal peut être considéré séparément. De plus, supposant que le fading par sous canal est plat (flat fading), le symbole R_n peut être donné dans le domaine fréquentiel par :

$$R_n = H_n S_n + N_n \quad , \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (\text{II.23})$$

Chapitre 2 : Système MCCDMA

Où : H_n est le facteur de fading plat et N_n le bruit correspondant au $n^{\text{ième}}$ sous canal. H_n est l'échantillon de la fonction de transfert du canal pour la fréquence $f_n = nF_s$,

La variance du bruit est donnée par :

$$\sigma^2 = E\{|N_n|^2\} \quad (\text{II.24})$$

Dans le cas où ISI et ICI peuvent être négligés, le système de transmission multi-porteuse représenté à la figure II.6 peut être vu comme un système discret dans le domaine du temps et le domaine des fréquences, avec N_c parallèles canaux Gaussien (parce que le bruit est Gaussien) et différentes valeurs d'atténuation complexe H_n (voir figure II.7).

On peut représenter un système OFDM par la relation vectorielle complexe :

$$r = Hs + n \quad (\text{II.25})$$

Où H est la matrice du canal d'ordre $N_c * N_c$ donnée par :

$$H = \begin{bmatrix} H_{00} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & H_{N_c-1, N_c-1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Le vecteur n représente le bruit additive, il est donné par :

$$n = (N_0, N_1, \dots, N_{N_c-1})^T \quad (\text{II.27})$$

Le vecteur r représente les symboles reçus, il est donné par :

$$r = (R_0, R_1, \dots, R_{N_c-1})^T \quad (\text{II.28})$$

Et le vecteur s représente les symboles transmis, il est donné par :

$$s = (S_0, S_1, \dots, S_{N_c-1})^T \quad (\text{II.29})$$

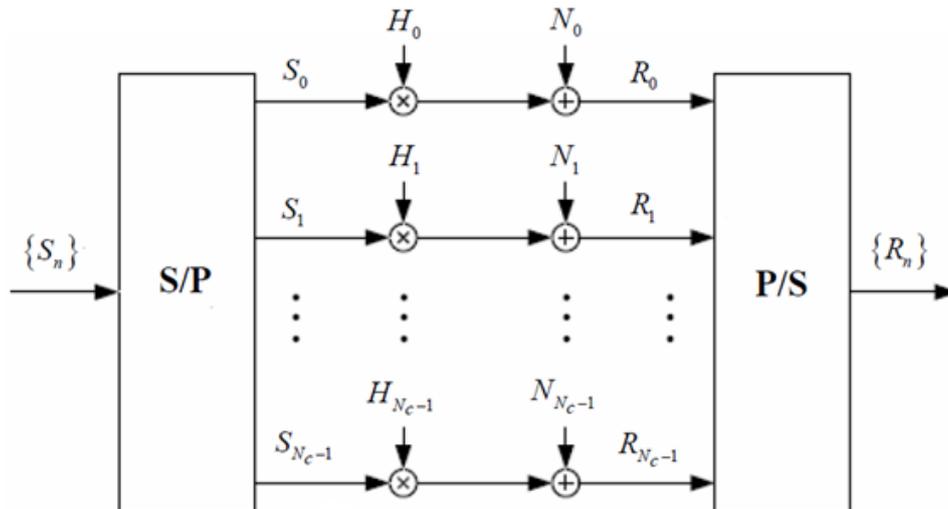


Figure II.7: Un système OFDM simplifié

II.3.1- Avantages et inconvénients de l'OFDM

Avantage:

- Une haute efficacité spectrale.
- Une réalisation digitale simple par utilisation du DFT et IDFT.
- Réduction de la complexité des récepteurs due à la possibilité d'éviter les ISI et ICI par insertion d'un intervalle de garde.

Inconvénients :

- La perte dans l'efficacité spectrale due à l'addition d'un intervalle de garde.
- La sensibilité à l'effet Doppler est supérieure par rapport aux systèmes de modulation mono-porteuse.

II.4- Technique MC-CDMA [12]

Les techniques d'étalement de spectre et de modulation à porteuses multiples possèdent de nombreux avantages. On peut notamment citer pour l'étalement de spectre la confidentialité des informations transmises, la faible densité spectrale de puissance du signal émis et sa capacité d'accès multiple par répartition de codes. Pour les modulations à porteuses multiples, on retiendra l'excellente efficacité spectrale et la grande aptitude à lutter efficacement contre l'ISI et ICI.

Afin d'exploiter les avantages de chacune de ces deux approches, différentes équipes de chercheurs ont proposé quasiment au même moment de combiner l'étalement de spectre et les modulations à porteuses multiples [9], ce qui a donné naissance à plusieurs techniques, parmi celles-ci la MC-CDMA.

Dans ce chapitre nous analysons les différents concepts de la MC-CDMA, la structure du signal, le codage, ... etc.

II.4.1- Structure du signal [13]

Le signal de base MC-CDMA est généré par une concaténation série de la DS-CDMA classique et l'OFDM. Le modulateur MC-CDMA étale les données de chaque utilisateur dans le domaine fréquentiel, Plus précisément, chaque chip de la séquence d'étalement directe d'un symbole d'information module une sous-porteuse différente (voir figure II.8). Donc, avec MC-CDMA les chips d'étalement d'un symbole d'information sont transmis en parallèle sur différentes sous porteuses, en contraste avec la transmission série DS-CDMA.

On note par K le nombre d'utilisateurs simultanément actifs dans un système MC-CDMA radio mobile. La figure II.9 montre l'étalement du spectre multi-porteuse d'un symbole d'information de valeur complexe $d^{(k)}$ associé à l'utilisateur k . Le débit des symboles d'information séries est $1/T_d$.

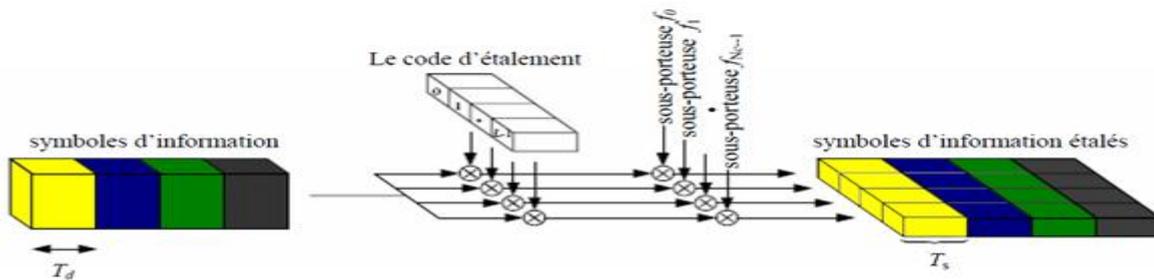


Figure II.8 : La génération d'un signal MC-CDMA pour un utilisateur

Dans l'émetteur, la valeur complexe d'un symbole d'information $d^{(k)}$ est multipliée par le code spécifique à l'utilisateur k , qui est donnée par :

$$C^{(k)} = (C_0^{(k)}, C_1^{(k)}, \dots, C_{L-1}^{(k)})^T \quad (II.30)$$

Où L et les C_l^k sont la longueur et les chips du code d'étalement.

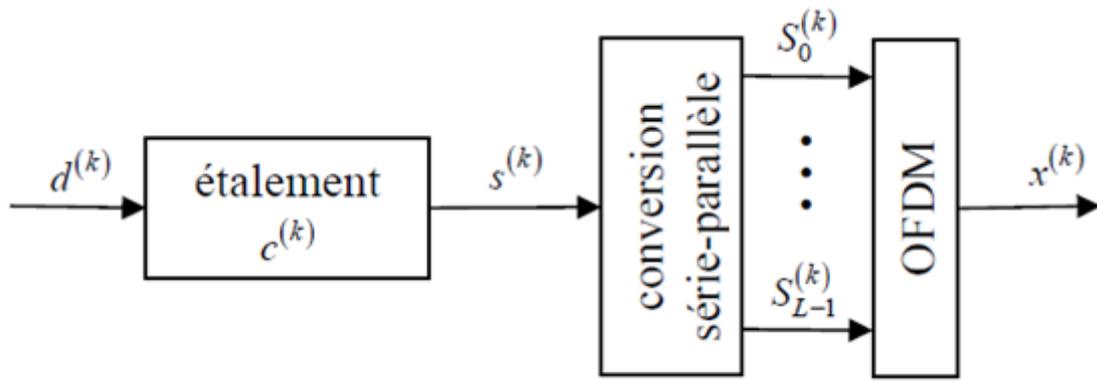


Figure II.9 : Transmission multi- porteuse avec étalement

Le débit des chips d'un code d'étalement série $c^{(k)}$ avant la conversion série-parallèle est donnée par :

$$1/T_C=L/T_d \quad (II.31)$$

La séquence des valeurs complexes obtenues après étalement est donnée par le vecteur :

$$S^{(K)}=d^{(K)} c^{(K)}=(S_0^{(K)}, S_1^{(K)}, \dots, S_{L-1}^{(K)}) \quad (II.32)$$

Le signal multi-porteuse avec étalement de spectre est obtenu après modulation parallèle des composantes S_l^k $l = 0, \dots, L - 1$, sur L sous-porteuse. Dans le cas où le nombre des sous-porteuses N_c d'un symbole OFDM est égale à la longueur du code d'étalement L , la durée d'un symbole OFDM avec l'inclusion de l'intervalle de garde est :

$$T'_s=T_g+LT_c \quad (II.33)$$

Dans ce cas un seul symbole d'information est transmis par utilisateur.

II.4.2- Signal de la voie descendante (Downlink Signal) [11]

Dans la voie descendante, et pour des raisons d'efficacité de calcul, les signaux des utilisateurs sont sommés avant l'opération OFDM, comme il est décrit à la figure II.10. La superposition des K séquences $s^{(k)}$ résulte dans la séquence :

$$S = \sum_{k=0}^{K-1} S^{(k)} = (S_0, S_1, \dots, S_{L-1})^T \quad (II.34)$$

Une représentation équivalente pour s à la voie descendante est :

$$S=Cd \quad (II.35)$$

Où :

$$d=(d^{(0)}, d^{(1)}, \dots, d^{(K-1)})^T \quad (II.36)$$

est le vecteur correspondant aux symboles de données des K utilisateurs actifs, et C est la matrice d'étalement donnée par :

$$C=(c^{(0)},c^{(1)},\dots,c^{(K-1)}) \quad (\text{II.37})$$

Le signal MC-CDMA de la voie descendante est obtenu après traitement de la séquence s dans le bloc OFDM. Par supposition que l'intervalle de garde est assez long pour absorber tous les échos, le vecteur reçu de la séquence transmise, après inverse OFDM et dé-entrelacement fréquentiel, est donnée par :

$$r =Hs+n=(R_0,R_1,\dots,R_{L-1})^T \quad (\text{II.38})$$

Où H est la matrice du canal de dimension $L \times L$, et n est le vecteur de bruit de longueur L . Le vecteur r alimente le détecteur de donnée dans l'ordre d'obtenir une estimation de la donnée transmise.

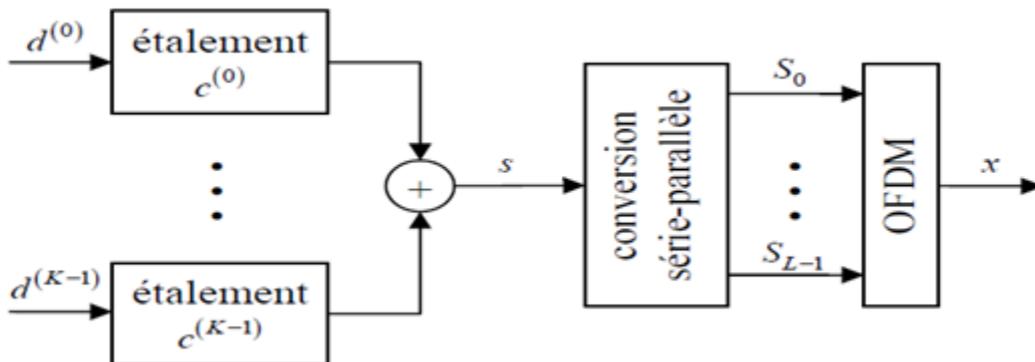


Figure II.10 : *Emetteur MC-CDMA de la voie descendante*

Le vecteur reçu r peut être exprimé par :

$$r = Ad + n = (R_0, R_1, \dots, R_{L-1})^T \quad (\text{II.39})$$

Où A est la matrice du système donnée par :

$$A = HC \quad (\text{II.40})$$

II.4.3- Signal de la voie montante (Uplink Signal) [11]

Dans la voie montante, le signal MC-CDMA est obtenu directement après traitement de la séquence $s^{(k)}$, associé à l'utilisateur k , dans le bloc OFDM. A la réception et après inverse OFDM et dé-entrelacement fréquentiel, le signal reçu de la séquence transmise $s^{(k)}$ est donné par :

$$r = \sum_{k=0}^{K-1} H^{(k)}s^{(k)} + n = (R_0, R_1, \dots, R_{L-1})^T \quad (\text{II.41})$$

Où $H^{(k)}$ contient les coefficients des sous canaux associés à l'utilisateur k . Le vecteur r alimente le détecteur de donnée dans l'ordre d'obtenir une estimation des données transmises.

Dans la voie montante la matrice du système est donnée par :

$$A = (a^{(0)}, a^{(1)}, \dots, a^{(K-1)}) \quad (\text{II.42})$$

qui contient K vecteurs spécifiques à chaque utilisateur :

$$a^{(k)} = H^{(k)}c^{(k)} = (H_{0,0}^{(k)}C_0^{(k)}, H_{1,1}^{(k)}C_1^{(k)}, \dots, H_{L-1,L-1}^{(k)}C_{L-1}^{(k)})^T \quad (\text{II.43})$$

II.4.4- Techniques d'étalement

Les techniques d'étalement dans les systèmes MC-CDMA diffèrent dans la sélection du code d'étalement et le type d'étalement. Aussi bien, qu'il existe différents codes d'étalement on a plusieurs stratégies pour les mapper dans la direction du temps ou de fréquence, avec un système MC-CDMA.

II.4.4.1 Codes d'étalement

Il existe une variété de codes d'étalement qui peuvent être classés par respect aux différents critères: orthogonalité, propriétés de corrélation, la complexité d'implémentation et le rapport de la puissance crête sur la puissance moyenne (Peak-To-Average Power Ratio *PAPR*).

Dans la voie descendante, les codes d'étalement orthogonaux sont avantageux, puisque comparés aux codes non orthogonaux, ils réduisent les interférences dues aux accès multiples. Cependant, dans les voies montantes l'orthogonalité entre les codes d'étalement est perdue à cause de différentes distorsions des codes individuels. Donc une simple séquence PN peut être choisie.

Les codes d'étalement appliqués dans les systèmes MC-CDMA sont :

- Les codes de Walsh-Hadamard
- Les codes de Fourier
- Les codes d'étalement pseudo aléatoire
- Les codes de Gold
- Les codes de Golay
- Les codes de Zadoff-Chu

II.5- Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les principales notions des techniques de multiplexages qui peuvent être résumés par une transmission multi-porteuse OFDM et par l'étalement de spectre DS-CDMA.

Nous avons aussi présenté les principales notions de la technique MC-CDMA, qui peuvent être résumés comme suit :

Le signal émis est obtenu après : étalement, mapping des chips d'étalement dans le domaine fréquentiel et modulation OFDM.

Cette dernière technique présente l'avantage d'être simple à mettre en œuvre et est aujourd'hui présenté dans de nombreux standards de communication sans fil.

Chapitre 3

Antennes intelligentes dans les systèmes
de communication mobile

III.1- Introduction :

Dans les extrémités d'une chaîne de transmission sans fil, on retrouve les antennes. Elles constituent l'interface avec l'espace libre. Ce sont donc des transducteurs qui vont permettre le couplage de l'énergie de l'espace en mode réception vers l'espace en mode transmission, Plusieurs antennes de base ou avancées sont utilisées pour les télécommunications sans fil, et La majorité des systèmes de communication sans fil actuels utilisent des antennes omnidirectionnelles ou des antennes sectorielles dont le diagramme de rayonnement est statique. Cela présente le désavantage de transmettre parfois le signal dans des directions où aucun utilisateur n'est présent. En plus de ce gaspillage d'énergie électromagnétique, les interférences par canaux adjacents se multiplient. Notons aussi le problème de trajets multiples qui cause le phénomène d'évanouissement des signaux à la réception.

Pour remédier à ces problèmes et exploiter la dimension spatiale ,les systèmes de Communication sans fil font de plus en plus appel aux antennes intelligentes et les algorithmes associés .Comme une antenne intelligente est capable de changer et de reconfigurer dynamiquement son diagramme de rayonnement, le signal de communication n'est transmis que vers la direction de l'utilisateur désiré, réduisant d'une façon remarquable les interférences et les trajets multiples ,tout en améliorant l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique du système.

L'objectif de ce chapitre est de démontrer la faisabilité des antennes intelligentes. Les principes de fonctionnement, type des antennes intelligentes, avantages des antennes intelligentes, Nous essayerons de démontrer que l'exploitation de la dimension spatiale via un réseau d'antennes peut améliorer considérablement l'efficacité d'un système de communication sans fil donné.

III.2 Réseaux d'antennes :

III.2.1. Définition :

Un réseau d'antennes est un ensemble d'antennes séparées et alimentées de façon synchrone. C'est-à-dire que le déphasage du courant entre chaque paire d'antennes est fixe. Nous verrons plus loin qu'un réseau peut comporter des éléments non alimentés directement par une source (éléments parasites) mais qui sont alimentés par le champ produit par le reste des éléments (c'est le cas des antennes Yagi). Le champ électromagnétique produit par un

réseau d'antennes est la somme vectorielle des champs produits par chacun des éléments. En choisissant convenablement l'espacement entre les éléments et la phase du courant qui circule dans chacun, on peut modifier la directivité du réseau grâce à l'interférence constructive dans certaines directions et à l'interférence destructive dans d'autres directions.

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

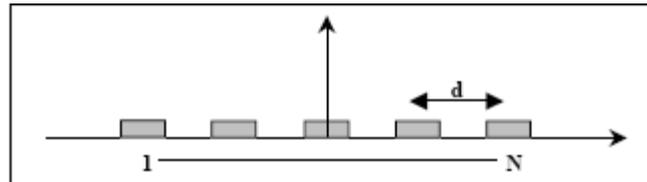


Figure III.1 : Représentation d'un réseau linéaire.

III.2.2. Réseau linéaire à gradient de phase :

Un réseau linéaire uniforme est la géométrie la plus fréquemment utilisée dans la conception des antennes réseaux. La (Figure III.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 $\Delta\varphi$.

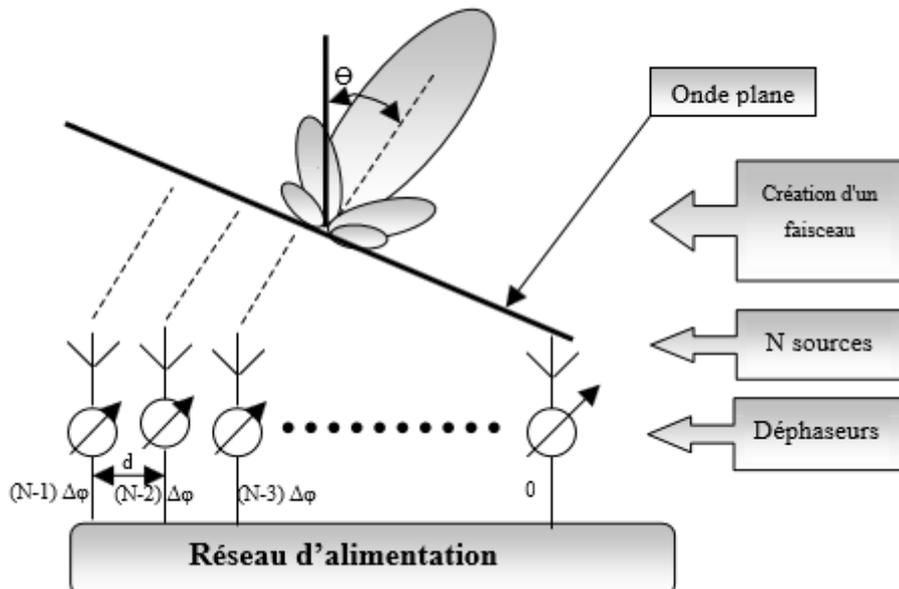


Figure III.2: Schéma représentatif d'un réseau linéaire.

Le champ total en module s'écrit alors :

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

Le facteur Réseau :

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

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 :

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

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

Les antennes réseaux peuvent avoir différentes géométries: réseaux linéaires, réseaux planaires et réseaux circulaires, (Figure III.3). 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.

Antenne en réseau linéaire (rectiligne) : Pour un réseau linéaire, les éléments rayonnants sont placés l'un après l'autre par des déplacements parallèles sur une même droite Figure III. 3a.

Antenne en réseau plan : Pour un réseau plan, les éléments rayonnants se déduisent l'un de l'autre par des translations parallèles à un même plan Figure III.3b.

Antenne en réseau circulaire : Antenne constituée d'un groupement d'éléments rayonnants identiques dans lesquels chaque ensemble de points est placé sur un cercle Figure III.3c.

La Figure III.3 (a, b, c) montre les trois configurations de réseaux d'antennes :

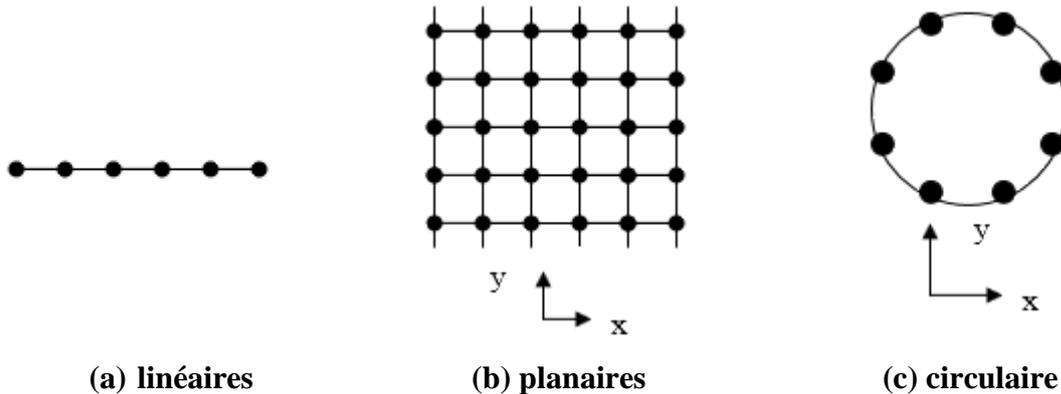


Figure III.3 : *Différentes configurations géométriques des réseaux*

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

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

III.3- Antennes intelligentes

Les systèmes à antennes adaptatives ou intelligentes (smart antennas) [14] 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 leur capacité à réagir automatiquement, 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 [15]. Habituellement, ces systèmes reposent sur des antennes réseau et sur un processeur récepteur adaptatif en temps réel qui attribue des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. Une antenne réseau adaptative peut donc être définie 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 [16]. Ce type de transmission pollue l'environnement électromagnétique en augmentant le niveau d'interférence global par une émission de puissance dans des directions inutiles. A contrario, les systèmes à antennes intelligentes déterminent la localisation du mobile pour se focaliser et émettre l'énergie uniquement dans les directions souhaitées.

III.3.1- Concept d'antennes intelligentes

Les antennes intelligentes semblent être une voie prometteuse pour accroître la capacité des systèmes de transmission. L'idée consiste à utiliser la dimension spatiale des capteurs. La Figure III.4 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.

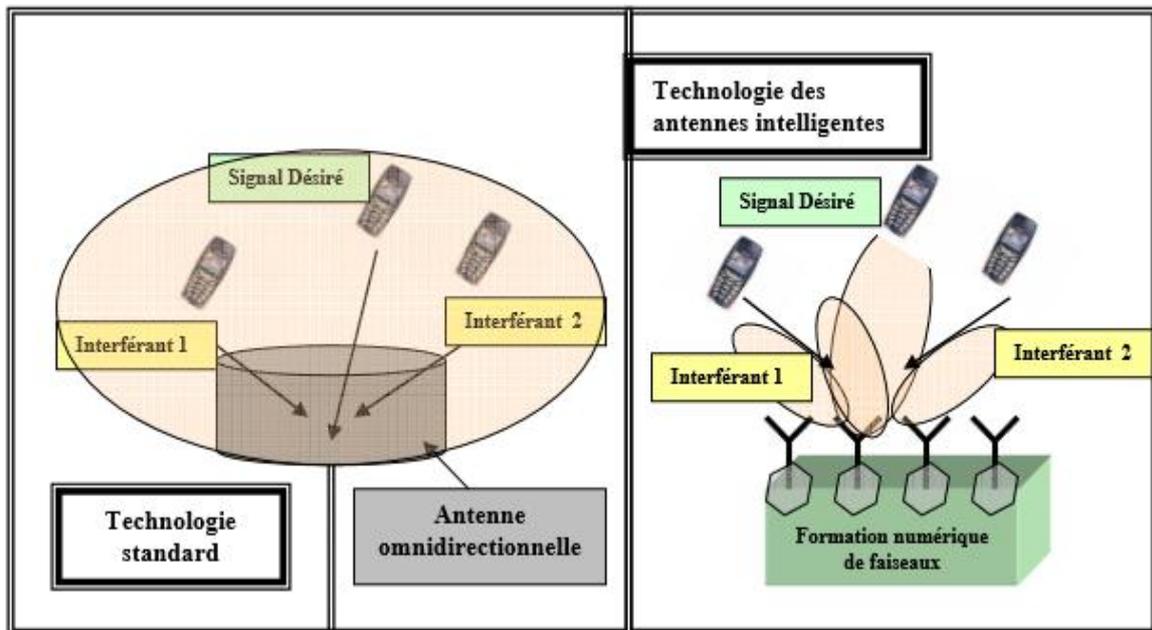


Figure III.4 : Le principe de base d'une antenne intelligente

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 fil de quatrième génération [17]

III.3.2- Structure d'une antenne intelligente

La structure d'une antenne intelligente [18,19] est illustrée par la Figure III.5. Elle est constituée d'un réseau de M antennes élémentaires dont les sorties sont pondérées par un terme complexe W avant d'être sommées entre elles. L'unité de contrôle des pondérations permet de mettre en forme un diagramme de rayonnement par l'ajustement "intelligent" de

l'amplitude et (ou) de la phase avec laquelle se combinent les signaux reçus (ou émis) sur les différents éléments.

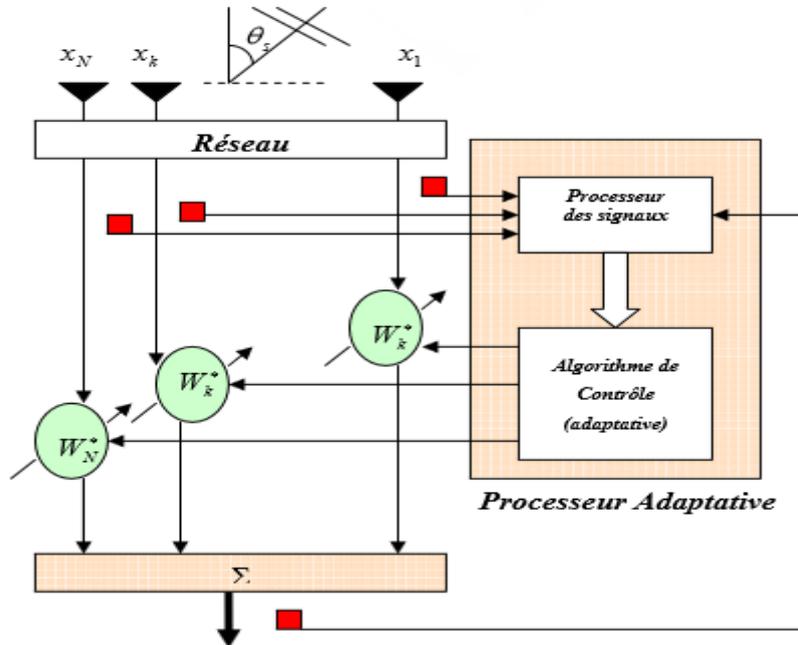


Figure III.5 : Schéma représentatif d'une antenne adaptative

La sortie du réseau s'écrit :

$$y(t) = [w_1, w_2, \dots, w_N] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_1(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = w^H(t)x(t) \quad (III.4)$$

Où $w^H(t)$ est la pondération du vecteur de poids et $x_i(t)$ désigne le signal reçu par la $i^{\text{ème}}$ antenne. Si nous supposons que le premier élément de réseau est la référence de phase, le déphasage relatif du signal reçu au $n^{\text{ème}}$ élément est :

$$\phi_n = [2\pi d(n - 1)/\lambda] \sin \theta_s \quad (III.5)$$

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

$$x_n(t) = e \cdot \exp j (wt + \phi_n) \quad (III.6)$$

D'après les équations III.6, III.7 et III.8 nous obtenons :

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

La structure de l'unité de contrôle dépend de l'information que l'on connaît a priori ou que l'on peut estimer au niveau de la station de base. Cette information inclut le type de modulation, le nombre de trajets séparables et leurs angles d'arrivée, la présence ou non d'une séquence d'apprentissage et la complexité de l'environnement de propagation.

III.4 Avantages des antennes intelligentes

Les avantages de l'utilisation des antennes intelligentes sont multiples [20] :

- Annulation des brouillages co-canal, et donc une augmentation du rapport signal à interférent (RSI). L'annulation dans les directions des interférents est réalisée en formant des zéros dans le diagramme de rayonnement (formation de voies).
- Augmentation de la portée grâce au gain obtenu sur le rapport signal à bruit (RSB). Le lobe principal de l'antenne est orienté dans la direction du mobile, une localisation du mobile dans l'espace est donc nécessaire (d'où le terme "antenne intelligente").
- Limitation de la dispersion des retards en réduisant l'effet des trajets multiples: augmentation des débits, diminution de la complexité de l'égaliseur dans la chaîne de réception.
- Augmentation de la capacité :
 - Dans les systèmes cellulaires, l'annulation des interférences co-canal permet une réutilisation plus importante des fréquences (diminution du nombre de cellules par motif).
 - Technique d'Accès Multiple par Répartition Spatiale (AMRS ou **SDMA**: Spatial Division Multiple Access). Dans une même cellule, plusieurs utilisateurs qui occupent le même canal (temps, fréquence ou code) peuvent être séparés spatialement par l'antenne à condition que leurs écarts angulaires soient suffisants.

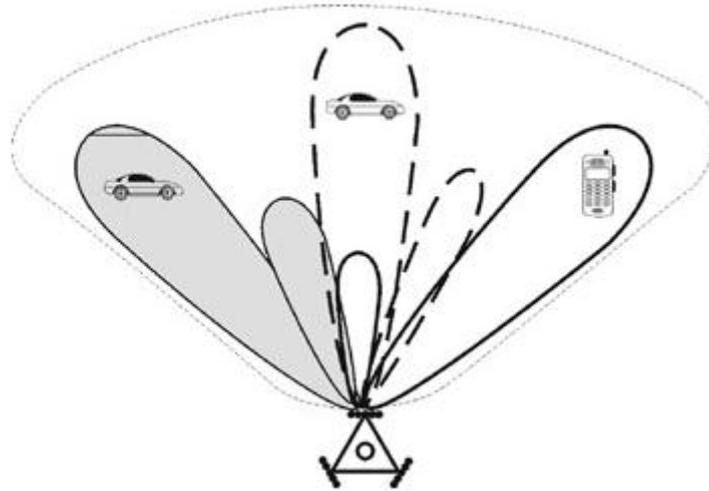


Figure III.6 : *Principe de SDMA*

III.5-Types des antennes intelligentes

Il existe deux types de systèmes des antennes intelligentes: les systèmes à faisceaux commutés (switched Beam, SBA) et les systèmes des antennes réseaux adaptatives (adaptive array antennas). Les deux types de systèmes permettent d'augmenter le gain en fonction de la localisation de l'utilisateur. Cependant, seul le système adaptatif permet d'obtenir un gain optimal par identification, suivi et minimisation de l'interférence des signaux. C'est la stratégie du système adaptatif et les gains additionnels qui permettent d'obtenir des performances substantielles et une flexibilité par rapport à l'approche plus passive de la commutation de rayon. [21]

III.5.1-Systèmes d'antennes a faisceaux commutés : [22]

Ce système est formé de multiples faisceaux fixes avec une grande sensibilité dans des directions particulières. Le système détecte le signal le plus puissant et la commutation d'un faisceau à un autre se fait lorsque le mobile se déplace tout au long du secteur. Cette méthode de faisceau commuté peut être considérée comme une extension du système cellulaire à sectorisation offrant ainsi plus de sélectivité spatiale. Comme le montre la Figure III.7, un système à faisceaux commutés est formé essentiellement d'un réseau d'antennes lié à un réseau formateur de faisceau (appelé aussi réseau d'alimentation de faisceaux), ce dernier est lié à un système de commutation permettant de choisir le faisceau le plus adéquat afin de localiser le signal d'intérêt propre à chaque usager.

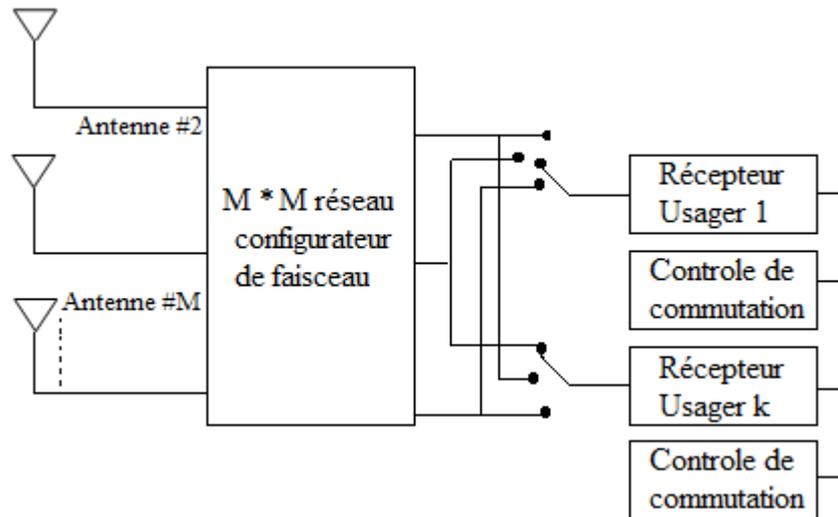


Figure III.7 : Structure d'un système à faisceaux commutés.

Si le mobile se trouve au bord de l'azimut du faisceau, le signal fort subi une dégradation rapide avant que l'utilisateur se commute d'un micro-secteur à l'autre. De plus, le système à faisceaux commutés ne distingue pas entre un signal désiré et les signaux de brouillage. Si le signal de brouillage se trouve à l'intérieur du faisceau sélectionné, la qualité du signal sera dégradée.

III.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 fait leur apparition dans le domaine des radiocommunications fixes et mobiles.[23]

Les systèmes à antennes adaptatives s'adaptent constamment à l'environnement radio au fur et à mesure de ses changements. Ils reposent sur des algorithmes de traitement du signal sophistiqués permettant de distinguer en permanence les signaux utiles des signaux issus des trajets multiples et des brouilleurs et de calculer leurs directions d'arrivée. 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 [24]. Cette antenne focalise son lobe principal dans la direction où une source est détectée. Avec les systèmes des antennes adaptatives, il est possible de réaliser de plus grandes performances que celles obtenues en utilisant le système de SBA (Switching Beam Antenna).

En commutant les faisceaux d'une antenne multifaisceaux, il est aisé d'exclure les équipements brouilleurs ou brouillés qui ne se trouvent pas sur le faisceau principal. Théoriquement, une antenne à M composants peut supprimer (M-1) brouilleurs en appliquant une pondération adéquate aux éléments [25]. En pratique, cette capacité de suppression diminue en présence des composantes multi-trajets. L'amélioration de cette technique peut être obtenue en la combinant avec la technique CDMA, ou avec une égalisation adaptative

III.6- Formation de voies et annulation d'interférents [23]

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 :

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

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

Qui, sous forme matricielle, devient :

$$w^H \cdot X = e_1^T \quad (III.10)$$

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

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

Et e_1 est un vecteur dont seul le premier élément est non nul :

$$e_1 = [1, 0, \dots, 0]^T \quad (III.12)$$

“ La Figure III.8 donne une configuration possible de ce type de traitement. La première étape consiste à estimer les angles d'arrivés de toutes les sources. Connaissant la structure du réseau, linéaire par exemple, il est possible de former la matrice A et son inverse ou pseudo inverse. Il ne reste qu'à calculer les pondérations optimales.

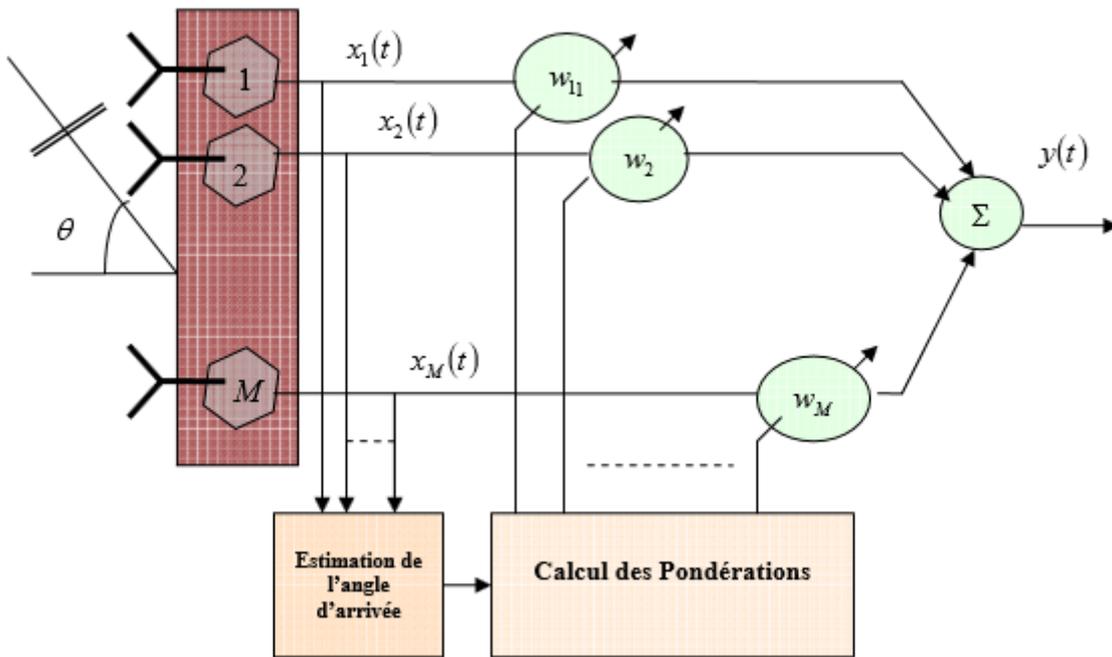


Figure III.8 : Configuration de l'antenne pour la formation de voies

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

Enfin, la troisième catégorie regroupe les techniques aveugles qui utilisent la structure du signal émis (modulation, cyclo stationnarité,...). [21]

III.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. [23]

III.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 $w^H(t)$ 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 [26]. Cette séquence peut également servir au calcul des pondérations du réseau d'antennes.

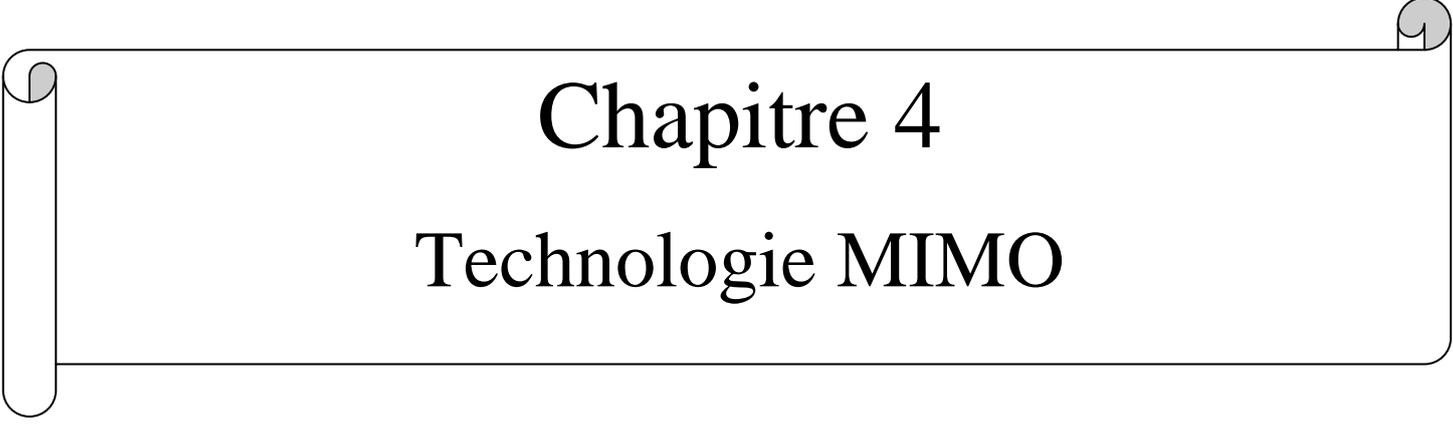
III.7.3- Les algorithmes adaptatifs :

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles,[27] 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 :

- 1- LMS: algorithme du gradient stochastique.
- 2- Inversion directe de la matrice de convergence (DMI)
- 3- Algorithme des moindres carrés récursifs (RLS, Recursive least squares algorithm)
- 4- Algorithme à module constant (CMA- Constant modulus algorithm)

III.8- Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le contexte général de notre étude. Après une introduction du concept des antennes intelligentes : structure, types et avantages et une mise au point sur les différentes méthodes actuelles de traitement d'antennes intelligentes, nous avons adopté la technique de formation de voies et l'annulation d'interférents. Cette technique est un bon compromis entre le système à faisceaux commutés et le système adaptatif. Elle est indépendante des informations portées par le signal donc indépendante du type d'application. 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.

A decorative border resembling a scroll, with a vertical strip on the left and a horizontal strip at the top, both with rounded ends and a slight shadow effect.

Chapitre 4

Technologie MIMO

IV.1- Introduction :

Les systèmes MIMO (Multi-Input Multi-Output) sont devenus un des sujets les plus étudiés en recherches, car ils sont capables d'augmenter l'efficacité spectrale (capacité) sur une largeur de bande limitée. L'utilisation d'antennes multiples conduit à une dimension supplémentaire dans le degré d'accès multiple au réseau par rapport au cas mono-antenne et ainsi offre une solution efficace à l'accroissement des débits pour les générations futures de radiotéléphonie cellulaire.

Dans ce chapitre nous présentons d'abord brièvement les différents systèmes multi-antenne (SISO-MISO-SIMO) ainsi leurs capacités et bien sûr le MIMO qui est l'objectif de ce chapitre. Nous évoquons par la suite les trois approches systématiques des MIMO : le multiplexage spatial offrant un maximum de débit, l'implémentation de codes spatio-temporels offrant un maximum de diversité et le MIMO beamforming basant sur les antennes intelligentes.

IV.2- Présentation des systèmes multi-antenne

Les communications sur le canal radio-mobile se sont fortement développées ces dernières années, aussi bien en termes de nombre d'utilisateurs que de débit par utilisateur. Ceci entraîne la saturation des ressources radio-fréquence dans les lieux de forte population. Dès lors, il existe une forte demande pour augmenter l'efficacité spectrale de ces communications.

D'un autre côté, 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. Ces architectures, dites MIMO (Multiple Input Multiple Output), ont été développées par les laboratoires Bell en 1997 [28] 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.

IV.3- Concept et capacité des canaux MIMO

Les techniques MIMO [29,30] 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.
- 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 :

$$D_S = N_t \times N_r \tag{IV.1}$$

IV.3.1- Système SISO:

Il s'agit de l'architecture la plus traditionnelle où l'on dispose d'une seule antenne en émission et d'une autre en réception. [31,32]

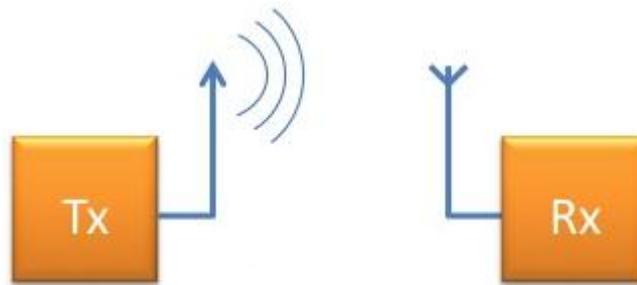


Figure IV.1 : système SISO

- **La capacité du canal SISO**

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

P: La puissance du signal utile en (Watt) ;

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

W: La bande passante donnée (Hz) ;

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

$$c = \log_2(1 + \rho) \quad (\text{IV.3})$$

Avec ρ : Le rapport signal sur bruit.

IV.3.2- Système MISO

C'est une technique de diversité spatiale en émission. C'est-à-dire Plusieurs antennes émettent des signaux qui sont interceptés par une seule antenne en réception [33]. Dans ce mode de transmission, une superposition du signal transmis simultanément par les N_t antennes émettrices est reçue. Chaque antenne émet le même symbole d'énergie E_s/N_t . C'est-à-dire que la puissance émise est divisée sur le nombre d'antenne Telle que :

$$P = \sum_{i=1}^{N_t} P_i \quad (\text{IV.4})$$

Avec P_i est la puissance émise sur chaque antenne. Si cette puissance est égale sur toutes les antennes, alors on dira que $P = N_t \cdot P_i$.

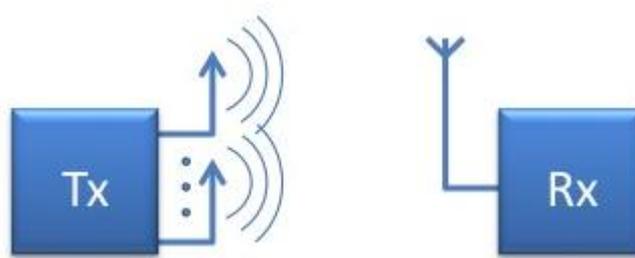


Figure IV.2 : système MISO

- La capacité du canal MISO :

$$C = W \cdot \log_2\left(1 + N_t \frac{P_i}{N_0 W}\right) = W \cdot \log_2\left(1 + \frac{P}{N_0 W}\right) \quad (\text{IV.5})$$

En normalisant la capacité par la bande utile W, nous obtenons :

$$c = \log_2(1 + \rho) \quad (\text{IV.6})$$

L'équation IV.2 et IV.4 sont identiques, mais 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.

IV.3.3- Système SIMO

C'est une technique qui utilise plusieurs antennes en réception pour lutter contre l'évanouissement dû au canal [32].

Le signal reçu est additionné et le rapport signal sur bruit total est la somme des rapports signaux sur bruits de chacun des antennes de la réception.

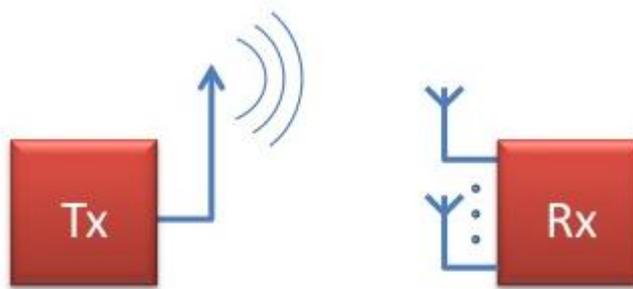


Figure IV.3 : système SIMO

- **La capacité du canal SIMO :**

$$C=W.\log_2\left(1 + N_r^2 \frac{P}{N_0 W}\right) \quad (IV.7)$$

N_r : le nombre d'antenne réceptrice.

En normalisant la capacité en par la bande utile W , nous obtenons :

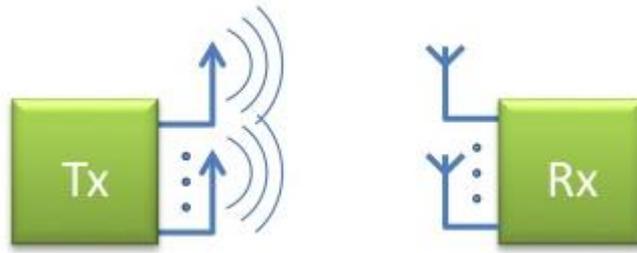
$$C=\log_2(1 + N_r^2 \rho) \quad (IV.8)$$

Avec ρ : Le rapport signal sur bruit

IV.3.4- Système MIMO

Le besoin de transmettre de l'information dans des environnements complexes tout en augmentant le débit, a donné lieu à une solution originale qui fait appel non seulement à plusieurs antennes en réception mais aussi en émission. Cette technique connue sous l'appellation MIMO permet en utilisant la même bande spectrale de transmettre plus de débit ou d'améliorer la qualité de liaison. Plusieurs techniques sont proposées dans la littérature. On

dispose ici plusieurs antennes en émission et en réception ; la configuration MIMO est la plus générale, elle englobe les systèmes MISO et SIMO comme des cas particuliers. [32][33]



FigureIV.4 : système MIMO

Le canal MIMO est traduit par une matrice H de taille $N \times M$ dite matrice de canal ou N les antennes d'émission et M les antennes de réception

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & \cdot & h_{1M} \\ h_{21} & \cdot & \cdot & \cdot & h_{2M} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & \cdot & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (IV.9)$$

Où h_i est le gain complexe du canal entre la $j^{\text{ème}}$ antenne émettrice et la $i^{\text{ème}}$ antenne réceptrice.

On considérant l'émission d'une séquence $X = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ avec réception de

$$Y = [y_1, y_2, \dots, y_M]^T$$

On peut écrire la relation suivante :

$$Y = HX + \eta \quad (IV.10)$$

Où η représente le bruit qui corrompt le signal lors de la traversée du canal.

- **La capacité du canal MIMO**

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.

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

I_{N_r} : La matrice unité ;

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

IV.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 [34]. 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 [35] 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. 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.

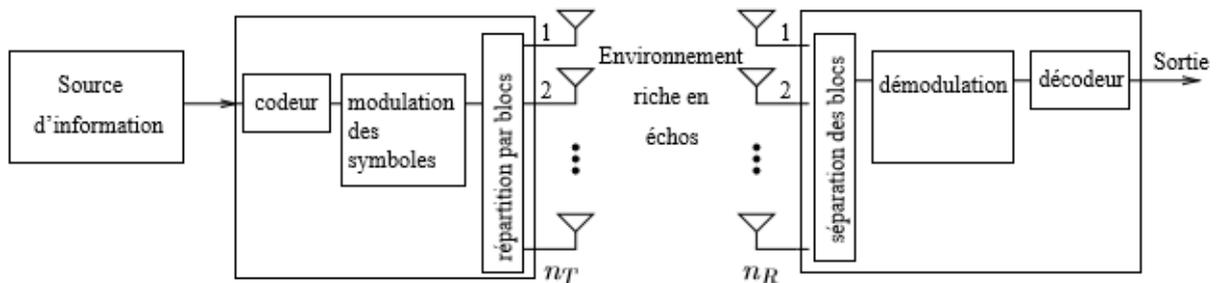


Figure IV.5 – Architecture d'un système de codage spatio-temporel

IV.4.1- Codage spatio-temporel en treillis

Proposés originellement par Tarokh et al. Des laboratoires de recherche AT&T [36], ils combinent le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices, et peuvent être considérés comme une extension des codes en treillis classiques [37] au cas des antennes

multiples à l'émission et à la réception. Si le code est bien construit, on peut ajouter à l'avantage évident de diversité un gain de codage loin d'être négligeable.

Le CSTT 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. La figure IV.6 propose le diagramme de treillis d'un CSTT à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices $n_T = 2$.

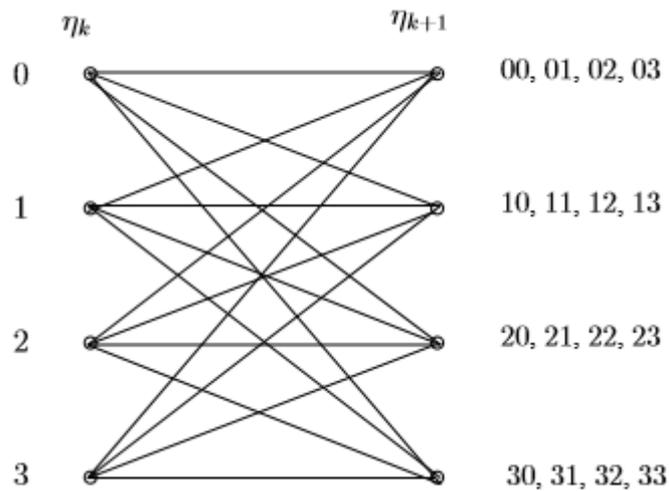


Figure IV.6 – Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $n_T = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4

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.

IV.4.2- Codage spatio-temporel par blocs(CSTB)

Le codage spatio-temporel par bloc (STBC Space-Time Bloc Code) permet d'envoyer des signaux différents sur chaque antenne. Le principe du STBC est d'introduire une redondance d'information entre les deux antennes. Le canal STBC comprend $M*N$ sous canaux. Chaque sous canal est un canal à évanouissements indépendants ; ce qui fait que le STBC augmente la diversité du canal de transmission et donc la robustesse du récepteur.

Cette méthode est très attractive car elle n'exige pas la connaissance de l'état du canal (CSI) même si cela peut réduire la capacité de transmission des données. Le gain de diversité résultant améliore la fiabilité des liaisons sans fil à évanouissements et améliore la qualité de la transmission. Il est à noter que ce type de codage n'améliore pas la capacité de transmission linéairement avec le nombre d'éléments utilisés. Ainsi pour améliorer à la fois la capacité et la qualité. [38]

IV.5- Système MIMO à base de multiplexage spatial [39]

Contrairement aux codes spatio-temporels, dont l'efficacité spectrale est limitée par le codeur utilisé, la capacité des systèmes spatio-temporels par couches (LST pour Layered Space-Time), formées par un multiplexage initial (Fig.IV.7), croît linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, et le TEB décroît exponentiellement si l'on utilise un détecteur optimal (MV). L'avenir des communications numériques réside sans doute dans la capacité à envoyer simultanément des informations spécifiques pour différents types d'applications. Les chaînes de symboles seront alors envoyées à différents sous-canaux dédiés avec un codage approprié, imposant aux systèmes de transmission une certaine souplesse. Ainsi, contrairement aux codes spatio-temporels, le nombre d'antennes, la technique de modulation, l'entrelaceur utilisé peuvent facilement s'ajuster dans des systèmes spatio-temporels par couches, dont les voies sont indépendantes.

Les systèmes spatio-temporels par couches sont à l'origine de l'engouement pour les systèmes MIMO.

Les chercheurs des laboratoires Bell ont ainsi proposé successivement plusieurs architectures dont ils ont démontré l'énorme potentiel. Le système le plus simple, qui ne fait

appel à aucune technique de codage, est le V-BLAST. Cette architecture verticale procède tout simplement à un démultiplexage de la chaîne d'informations en n_T sous-chaînes, chacune d'entre elles étant transmise par son antenne respective après avoir été modulée.

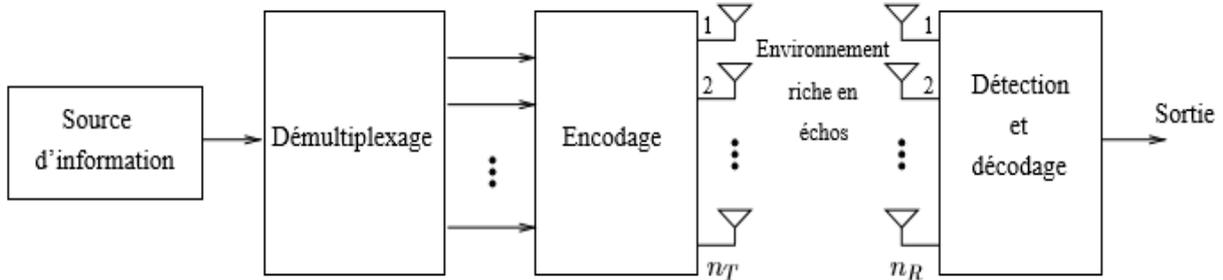


Figure IV.7 – Système de transmission spatio-temporel par couches

Si on note $b_1, b_2, \dots, b_k, \dots$ les bits d'information provenant de la source binaire et $\{S_k^l\}$ les symboles à émettre qui se trouvent sur la l^e ligne de la matrice résultante, le processus peut être représenté sous forme de diagramme:

$$(b_1 b_2 \dots b_k \dots) \rightarrow \begin{pmatrix} b_1 & b_{n_T+1} & \dots \\ b_2 & b_{n_T+2} & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ b_{n_T} & b_{2n_T} & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} S_1^1 & S_2^1 & \dots \\ S_1^2 & S_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ S_1^{n_T} & S_2^{n_T} & \dots \end{pmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

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

Les architectures BLAST initialement proposées, comportent un système de codage à la suite du démultiplexeur. Dans l'architecture horizontale H-BLAST, chaque couche ou sous-chaîne d'éléments binaires est codée individuellement, puis modulée et transmise par une des n_T antennes. Si l'on note comme précédemment c_k^l les symboles codés transmis par la l^e antenne, on obtient le schéma suivant:

$$(b_1 b_2 \dots b_k \dots) \rightarrow \begin{pmatrix} b_1 & b_{n_T+1} & \dots \\ b_2 & b_{n_T+2} & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ b_{n_T} & b_{2n_T} & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \dots \\ c_1^2 & c_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ c_1^{n_T} & c_2^{n_T} & \dots \end{pmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

L'idée originale de Foschini résidait pourtant dans un codage diagonal, par lequel les symboles codés de chaque couche sont transmis successivement par chacune des n_T antennes. Dans cette architecture D-BLAST, les symboles codés occupent donc une diagonale de la matrice de transmission:

$$\begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \dots \\ c_1^2 & c_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ c_1^{n_T} & c_2^{n_T} & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} c_1^1 & c_1^2 & \dots & c_1^{n_T} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_2^1 & c_2^2 & \dots & c_2^{n_T} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & c_{n_T}^1 & c_{n_T}^2 & \dots & c_{n_T}^{n_T} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

Cette architecture, bien qu'elle ait le mérite de mieux résister aux perturbations que les autres, fut cependant momentanément abandonnée, du fait de son manque d'efficacité (une partie de la matrice est nulle et ralentit la transmission) et de sa complexité de décodage.

Beaucoup d'auteurs se sont inspirés de cette architecture par couches et ont proposé différents types de codage pouvant lui être associés.

En réception, le signal est une superposition des symboles transmis, bruités et atténués par les multi trajets, compliquant la tâche des récepteurs traditionnels.

IV.6- MIMO Beamforming [40] :

La formation de faisceaux ou le beamforming est une technique de traitement des signaux utilisée avec un réseau de capteurs à l'émission ou/et à la réception qui commande la forme du diagramme de rayonnement. L'utilisation de la formation de faisceau du côté de la transmission peut augmenter la puissance dans une direction précise. En commandant la phase et l'amplitude du signal sur chaque émetteur, on crée des interférences constructives ou destructives dans le front d'ondes. Du côté de la réception, la formation de faisceaux peut également être considérée comme un filtre spatial pour la direction d'intérêt parce qu'il augmente

la sensibilité du récepteur dans la direction du signal désiré et la diminue dans la direction de l'interférence et du bruit. Ceci est équivalent à combiner d'une façon optimale les données reçues venant de différentes sources (antennes) avec les bons coefficients du filtre spatial.

IV.6.1- Principe de la formation de faisceaux multiples

Dans le cas où une multitude de faisceaux (ou réponses spatiales) simultanés s'avère nécessaire, il faut appliquer plusieurs vecteurs de pondération w_f , $f=1, \dots, M$ aux antennes tel que montré à la Figure (IV.3). Pour ce circuit, les N antennes sont reliées au réseau de formation de faisceaux multiples qui génèrent les M faisceaux. La relation entre les signaux des antennes et les faisceaux générés est donc :

$$Y = W^H X \tag{IV.15}$$

Avec $W = [w_1 \dots w_f \dots w_M]$

$$= \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \dots & \dots & w_{1M} \\ w_{21} & \cdot & \dots & \dots & w_{2M} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \ddots & \cdot & \cdot \\ w_{N1} & w_{N2} & \dots & \cdot & w_{NM} \end{bmatrix} \tag{IV.16}$$

La formation de faisceaux multiples peut être sans pertes si et seulement si les faisceaux sont orthogonaux, c'est à dire que les lobes secondaires de chacun des faisceaux ne viennent pas affecter le lobe principal des autres faisceaux. On peut générer la matrice de pondération selon différentes approches et le circuit réalisant cette fonction est le répartiteur de faisceaux.

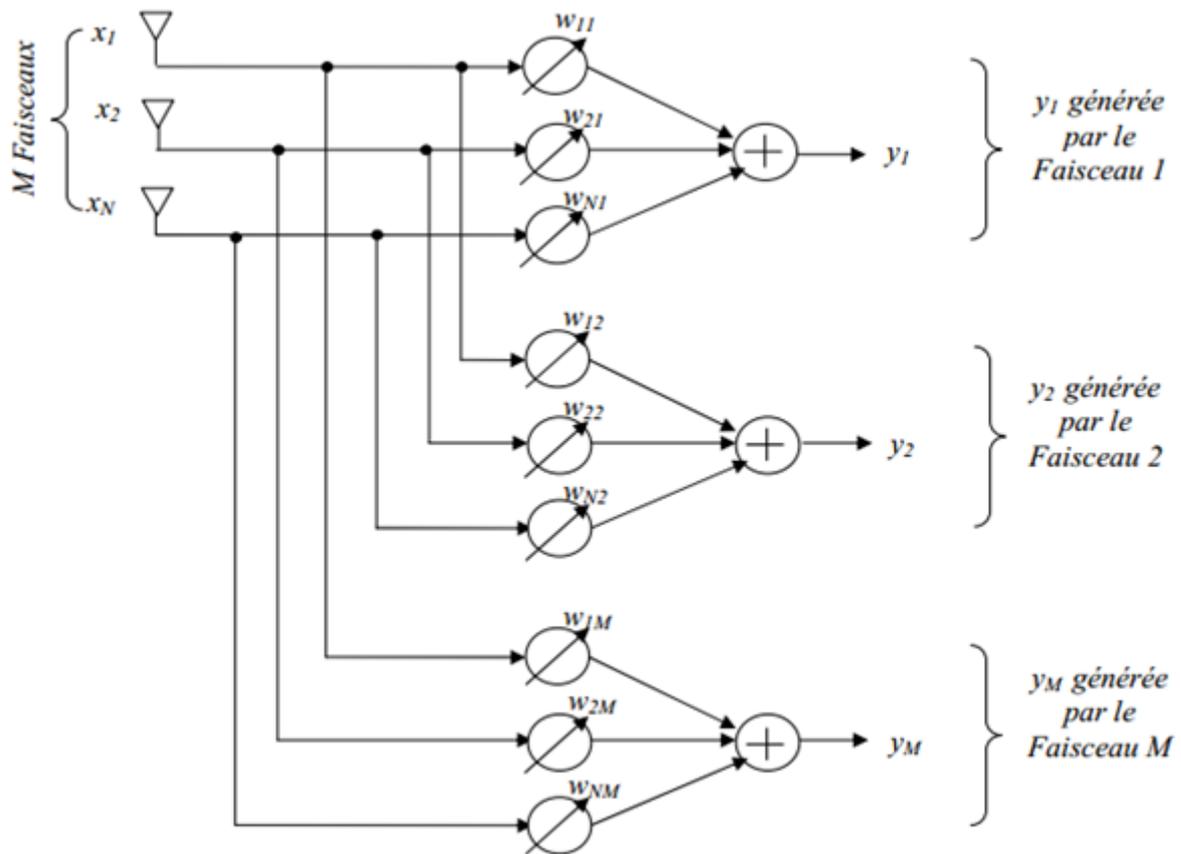


Figure IV.8 : Principe de la formation multifaisceaux

En suivant le schéma précédant de la Figure IV.8, des systèmes M-SIMO en parallèle ont été combinés afin d'augmenter linéairement la qualité et la capacité du canal en même temps grâce à la formation de faisceaux multiples dont le nombre de faisceaux est égal au nombre d'antennes d'émission M (Figure IV.9).

Dans ce contexte, les différentes antennes émettrices $i=1, \dots, M$ représentent des interférences les unes par rapport aux autres, par le moyen de la formation de faisceaux numériques nous pouvons réduire l'effet des interférences et favoriser le signal attendu. Ainsi, nous réalisons dans notre nouveau système MIMO un système équivalent à MSIMO. Pour chacun des M signaux reçus, ce système devra nous permettre d'améliorer le rapport signal à bruit plus interférences en augmentant le gain dans la direction d'intérêt et en l'annulant dans la direction des interférences. Sachant que l'expression de la capacité d'un système SIMO est donnée par la relation (IV.7), nous supposons que l'expression empirique de la capacité du système représenté par la Figure IV.9 est:

$$C(\text{bits/s/Hz}) = \min(M, N) \log_2 [1 + N \text{SNR}] \quad (\text{IV.17})$$

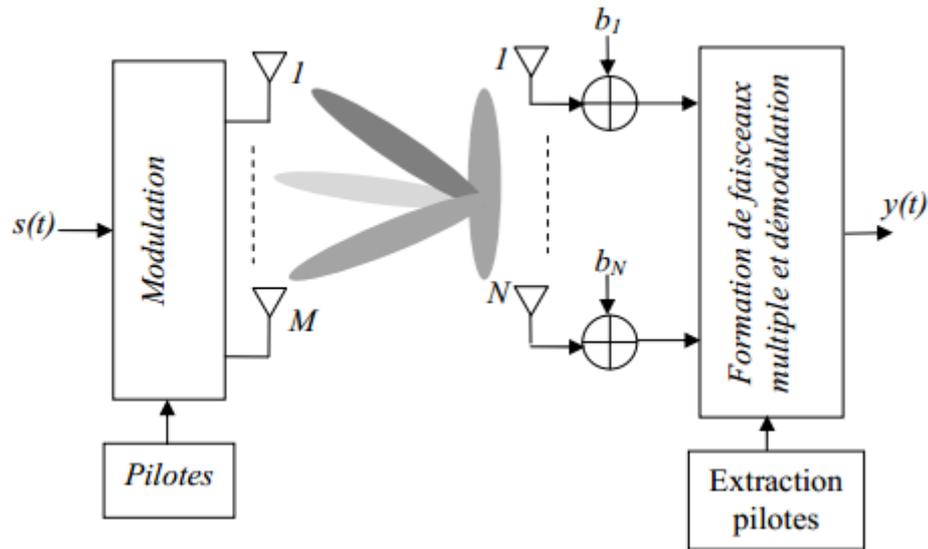


Figure IV.9 : Système MIMO à formation de faisceaux multiples à la réception

IV.7- Récepteurs les plus courants [28]

IV.7.1- Récepteur linéaire du Forçage à Zéro (ZF)

Ce récepteur est le plus simple et, en général, le moins performant. Il cherche à annuler les contributions des autres émetteurs sur chaque symbole. Ceci revient à inverser la matrice de transfert du canal :

$$\hat{s} = (H^*H)^{-1}H^*r \quad (IV.18)$$

Lorsque H est mal conditionné, son inversion multiplie le bruit, qui dégrade alors sérieusement les performances à faible RSB. Autrement dit, l'annulation complète des interférences entre symboles (IES) peut dégrader les performances en augmentant le bruit. Si H n'est pas de rang plein (rang $k < n_T$) seuls k symboles peuvent être démodulés pour chaque vecteur de n_T symboles.

IV.7.2- Récepteur linéaire MMSE

Ce critère minimise l'erreur moyenne quadratique due à la fois au bruit et aux interférences entre symboles, contrairement au récepteur ZF qui ne s'occupe que des interférences entre symboles. Son expression est bien connue dans la littérature:

$$\hat{s} = (H^*H + \frac{n_T}{\rho}I_{n_R})^{-1}H^*r \quad (IV.19)$$

Avec $\rho = \frac{P_0}{\sigma_v^2}$ le RSB moyen par antenne de réception.

Ce récepteur résiste mieux au bruit que le récepteur ZF, mais ne sépare pas parfaitement les sous-canaux. À haut RSB, le récepteur MMSE tend vers le récepteur ZF car σ_v^2 tend vers 0.

IV.7.3- Récepteur du maximum de vraisemblance (MV)

Le récepteur du maximum de vraisemblance (MV) permet les meilleures performances en 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_T voies émises en parallèles sont indépendantes. Il s'exprime classiquement de la façon suivante :

$$\hat{s} = \arg.\min_s \|r - H_s\|^2 \quad (\text{IV.20})$$

Toutefois sa charge de calcul devient rapidement très importante car elle augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes à l'émission (M^{n_T} pour une modulation à M états) et linéairement avec le nombre d'antennes en réception n_R . Lorsque le coût calculatoire devient prohibitif, il est possible de le diminuer en utilisant l'algorithme du décodage par sphères généralisé (GSD), qui obtient un niveau de performance semblable.

IV.8- Conclusion :

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 le MIMO beamforming.

Nous avons abordé dans ce chapitre une technique de détection sous-optimale pour les systèmes MIMO, à savoir la technique V-BLAST. Cette technique qui se base sur une élimination successive des interférences par ordre d'énergie décroissante ne permet cependant pas d'utiliser toute la diversité spatiale d'un canal MIMO. En effet, les performances obtenues ne s'améliorent pas avec le nombre d'antennes d'émission et de réception contrairement à la capacité théorique du canal. On trouve ici une justification à l'utilisation des codes spatio-temporels.

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.

Chapitre V

Résultats et simulations

V.1-Introduction :

Nous proposons dans le cadre de cette simulation en utilisant le langage 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.

Des 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 introduisant une simulation pour une chaîne de transmissions MC_CDMA, la troisième 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 MC_CDMA adaptative.

V.2- Principe de l'algorithme MIMO adaptatif (beamforming) :

La configuration MIMO Beamforming pour la transmission d'un flux de donnée est représentée par la Figure V.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.

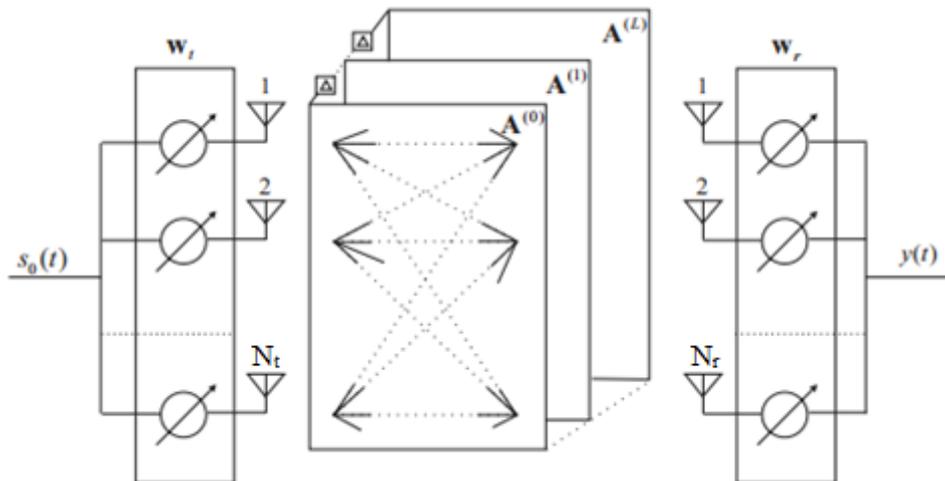


Figure V.1: Principe de MIMO Beamforming

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

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

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.

$$A^{(i)} = \begin{pmatrix} a_{11}^{(i)} & a_{21}^{(i)} & \dots & a_{1 N_t}^{(i)} \\ a_{21}^{(i)} & a_{22}^{(i)} & \dots & a_{2 N_t}^{(i)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{N_r 1}^{(i)} & a_{N_r 2}^{(i)} & \dots & a_{N_r N_t}^{(i)} \end{pmatrix} \quad (\text{V.2})$$

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

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

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

V.3-Détermination du vecteur de pondération d'émission et de réception [42]

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

$(\cdot)^T$: Transposé ;

$(\cdot)^H$: Transposé Conjugué ;

I : Matrice unité ;

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

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

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

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

$s_0(t)$ Le signal source subdivisé en N_t branches, qui seront multipliées par le vecteur de pondération d'émission w_t

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

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

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

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

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.

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

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

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

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

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

L'équation (V.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 [42], ils ont proposé une solution pour l'estimation des vecteurs optimaux d'émission et de réception :

- Estimations du vecteur de pondération de réception :

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

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 :

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

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

Cependant, les équations (V.10) et (V.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 :

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

Où

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

Et

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

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

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

Où

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

Et

$$\mathbf{w}_t(k) = \bar{\mathbf{w}}_t(k) / \|\bar{\mathbf{w}}_t(k)\| \quad (\text{V.17})$$

Dans cette partie nous montrons comment un système MIMO beamforming avec l'application des antennes intelligentes basé sur l'algorithme de maximisation du rapport signal sur bruit améliore les performances d'une chaîne de transmission en termes du SINR.

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

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

V.4- Paramètres de simulation :

- Le signal émis est un signal numérique contenant 100 échantillons ;
- Le canal MIMO contient un canal direct et jusqu'à 7 canaux retardés ;
- Le canal direct est un canal uniforme ;
- Chaque canal retardé est un canal de RAYLEIGH ;
- 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 ;
- Nous imposons un $\frac{P_s}{P_N}$ élevé ; $\frac{P_s}{P_N} = 40\text{dB}$

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

Dans cette première partie de simulation, nous considérons une chaîne de transmission MIMO, avec un nombre fixe d'antennes en émissions et en réceptions ($n_t = n_r = 4$) et nous faisons varier le nombre de trajets (L).

La figure V.2 nous donne l'évolution du SNR en fonction du nombre d'itérations.

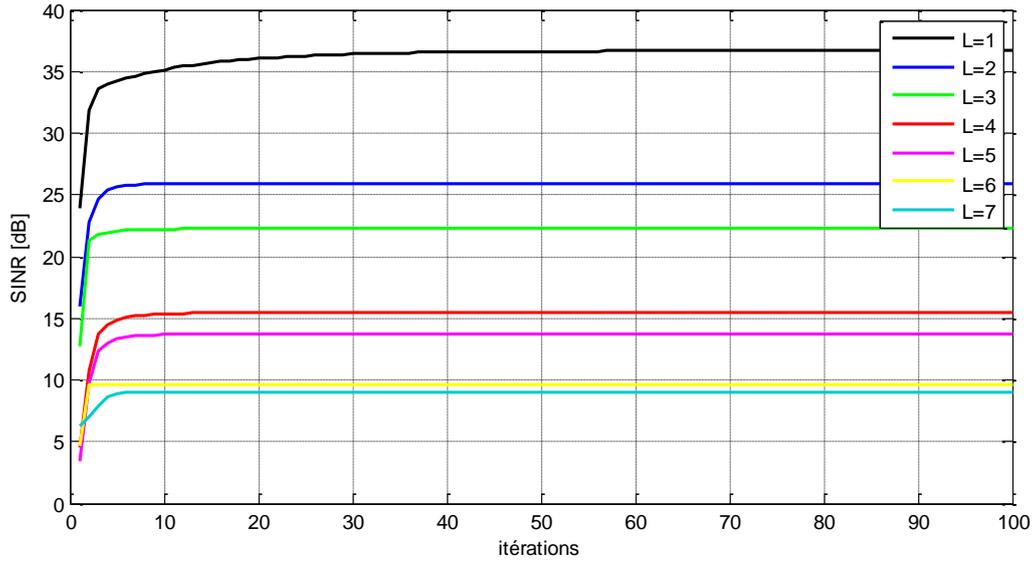


Figure V.2: Le rapport SINR pour ($L=1$ jusqu'au $L=7$) canaux retardés.

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 ($L=1, L=2, L=3, L=4, L=5, L=6, L=7$). Les courbes du rapport SINR décroissent avec l'augmentation du nombre des canaux retardés.

V.6 -Influence du nombre d'antennes sur le rapport SINR :

Dans cette partie de simulation nous étudierons l'influence du nombre d'éléments d'antennes sur la qualité de transmission. Nous prenons pour cela un nombre de trajets égale à 4, est nous faisons varier le nombre d'antennes. La figure V.3 nous donne le tracé du SNR en fonction du nombre d'itérations.

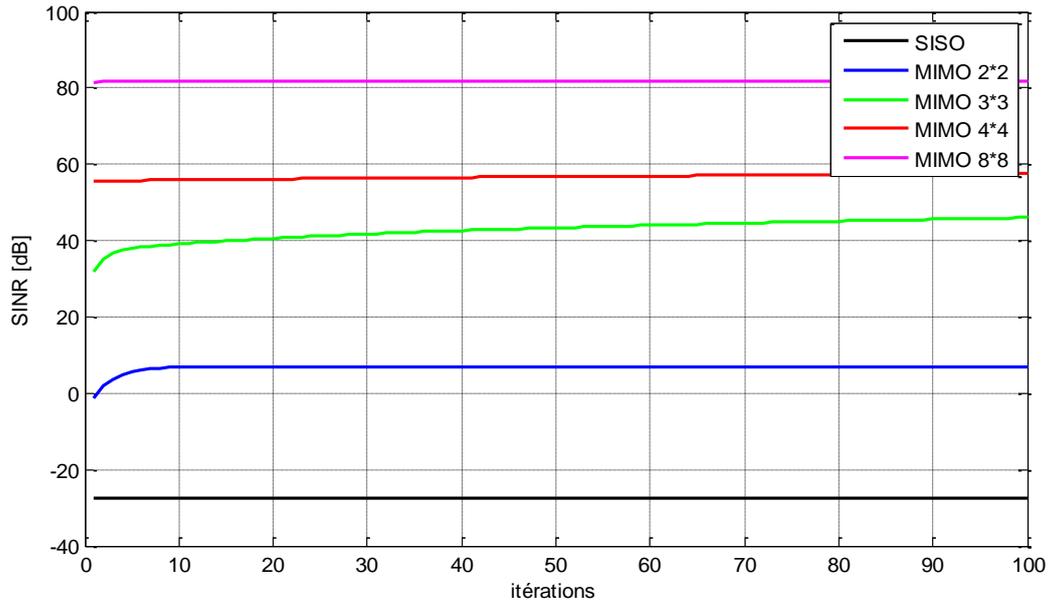


Figure V.3 : Influence du nombre d'élément d'antennes

Nous remarquons d'après cette figure une nette augmentation du rapport SINR pour la configuration MIMO par rapport à celle obtenue par le système SISO. Aussi, l'augmentation du nombre d'antennes à l'émission et à la réception améliore la qualité de transmission en termes de SINR en fonction du nombre d'itérations.

V.7-La technique MC-CDMA

Dans cette partie de simulation nous présentons l'évaluation des performances de la technique MC-CDMA.

La figure V.4 présente le schéma bloc de système MCCDMA. Il est composé d'un bloc d'étalement CDMA et un modulateur OFDM. Les chips de sortie étalés des N utilisateurs sont passés par le modulateur OFDM après une conversion série parallèle. Il est à noter que la longueur du code d'étalement est égale au nombre de sous porteuses de modulateur OFDM.

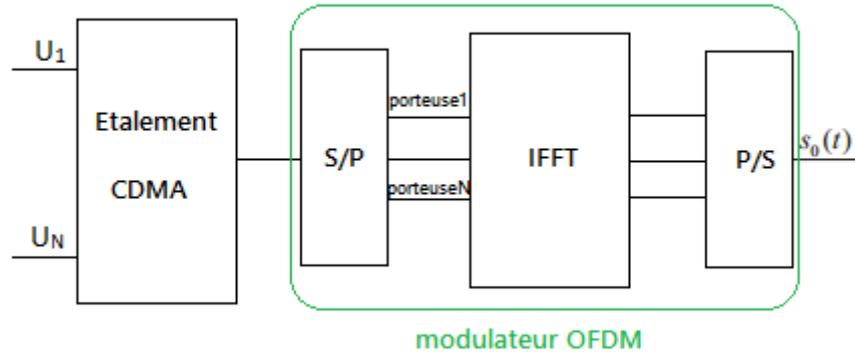


Figure V.4: Émetteur MC-CDMA.

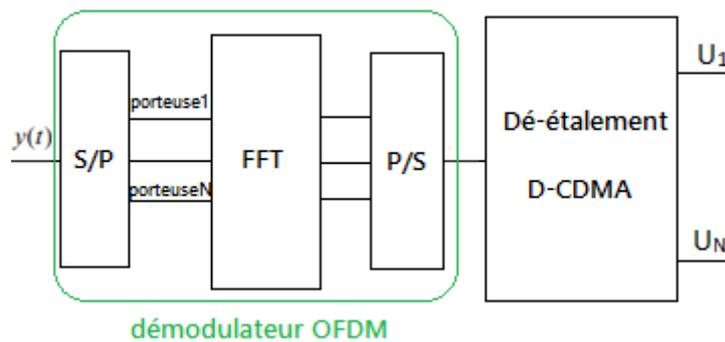


Figure V.5: Récepteur MC-CDMA.

Le système MCCDMA transmet un signal à 1024 symboles divisés sur 16 trames. La longueur d'un symbole OFDM est fixée à 64 sous porteuses. L'intervalle de garde est fixé par une longueur égale à 16 sous porteuses, c'est-à-dire le 1/4 de la longueur de chaque symbole. Donc la longueur du signal à la sortie est égale à 80 sous porteuses. Le système utilise un modulateur BPSK et un code d'étalement Walsh-Hadamard de longueur $L=64$.

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

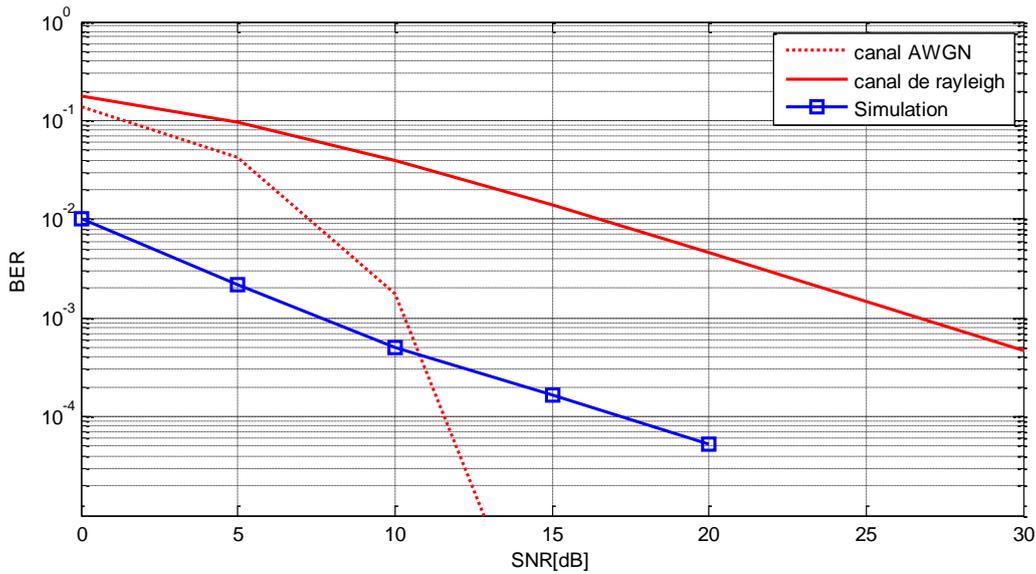


Figure V.6 : Performances du système MC-CDMA

La figure suivante présente les résultats de simulation présentant les performances de la technique MCCDMA. Nous constatons que le taux d'erreurs binaire dépasse 10^{-4} pour un SNR égal à 20 dB.

V.8-Principe de l'association MIMO-MCCDMA

La figure V.1 représente le bloc d'émission MIMO-MC-CDMA avec l'algorithme qui maximise le rapport signal sur bruit. Lors de l'émission, les données des symboles $U = [U_1, U_2, \dots, U_n]^T$ de n utilisateurs sont multipliées par leurs codes orthogonaux spécifiques de Walsh-Hadamard $C = [C_1, C_2, \dots, C_n]^T$, les résultats sont sommés à la sortie et nous donnent le signal $S(t)$. Ce dernier signal est modulé en BPSK puis converti en N_c symboles parallèles, en suite une transformée de Fourier inverse est appliquée à chaque symbole. Afin de lutter contre l'effet de trajets multiples, un préfixe cyclique est ajouté au symbole OFDM après une conversion parallèle-série, le préfix cyclique maintient l'orthogonalité entre les sous-porteuses dans un canal multi trajets. Chaque symbole de donnés est ensuite transmis par un système MIMO avec n_t antennes à l'émission et n_r antennes à la réception.

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

démodulé en OFDM avec l'opération FFT en le transformant en domaine fréquentielle. Finalement, et pour obtenir le signal désiré nous appliquant le décodeur CDMA en utilisant le code de l'utilisateur correspondant après la démodulation BPSK.

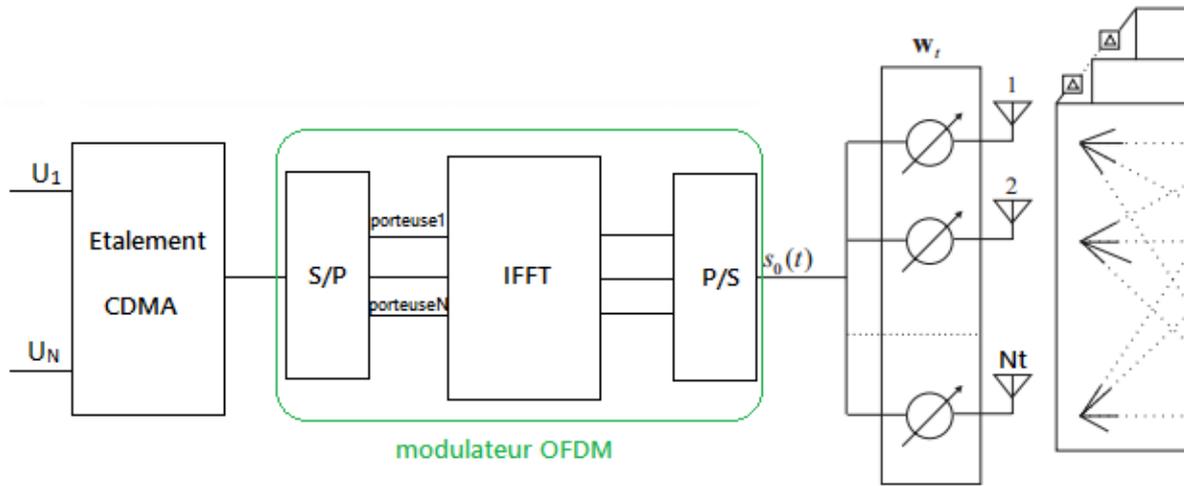


Figure V.7 : Emetteur MIMO-MCCDMA.

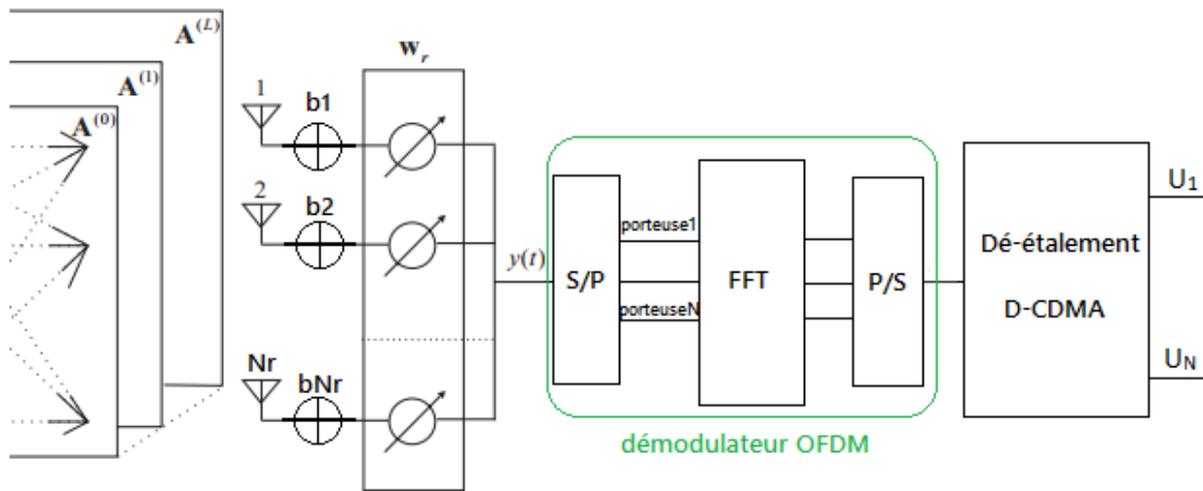


Figure V.8 : Récepteur MIMO-MCCDMA

Etude de système MIMO-MCCDMA

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

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

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

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

Paramètres de simulation

Le système MCCDMA transmet un signal à 1024 symboles divisés sur 16 trames. La longueur d'un symbole OFDM est fixée à 64 sous porteuses. L'intervalle de garde est fixé par une longueur égale à 16 sous porteuses, c'est-à-dire le 1/4 de la longueur de chaque symbole. Donc la longueur du signal à la sortie est égale à 80 sous porteuses. Le système utilise un modulateur BPSK et un code d'étalement Walsh-Hadamard de longueur $L=64$.

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

Les antennes intelligentes utilisées pour le système MIMO sont constituées de quatre antennes à l'émission et à la réception espacées de $\lambda/2$, le vecteur de pondération de transmission initial est employé pour calculer les pondérations optimales à la réception et à l'émission W_R et W_T alternativement. La mise à jour de W_T est utilisée dans l'émetteur comme un vecteur de pondération fixe et la mise à jour de W_R est utilisée dans le récepteur pour détecter le signal reçu au niveau du récepteur. Bien que les vecteurs de pondération à la réception soient calculés sur la base d'un algorithme itérative qui maximise le rapport signal sur bruit pour surmonter les interférences.

V.8.1- Influence du nombre de trajets sur les performances du système

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

V.8.1.1-Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 2×2

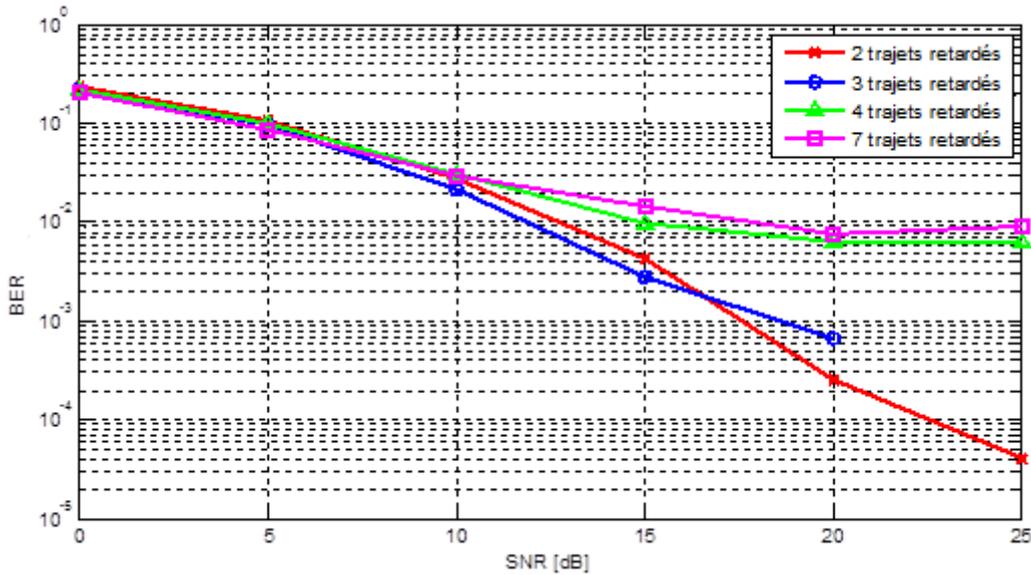


Figure V.9: Performances du système MIMO adaptatif 2×2

Le taux d'erreur pour un système MIMO adaptatif 2×2, avec un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$ ou un canal direct $A^{(0)}$ et trois canaux retardés $A^{(1)}$, $A^{(2)}$ et $A^{(3)}$ est inférieur à 10^{-3} pour un SNR de 20dB, 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 4 canaux retardés et 7 canaux retardés 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 dans un système MIMO 2×2 avec un canal direct $A^{(0)}$ et deux canaux retardés $A^{(1)}$ et $A^{(2)}$ ou un canal direct $A^{(0)}$ et trois canaux retardés $A^{(1)}$, $A^{(2)}$ et $A^{(3)}$ au niveau d'émission et de réception a donné des solutions optimales.

V.8.1.2-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, 4×4,8×8**

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

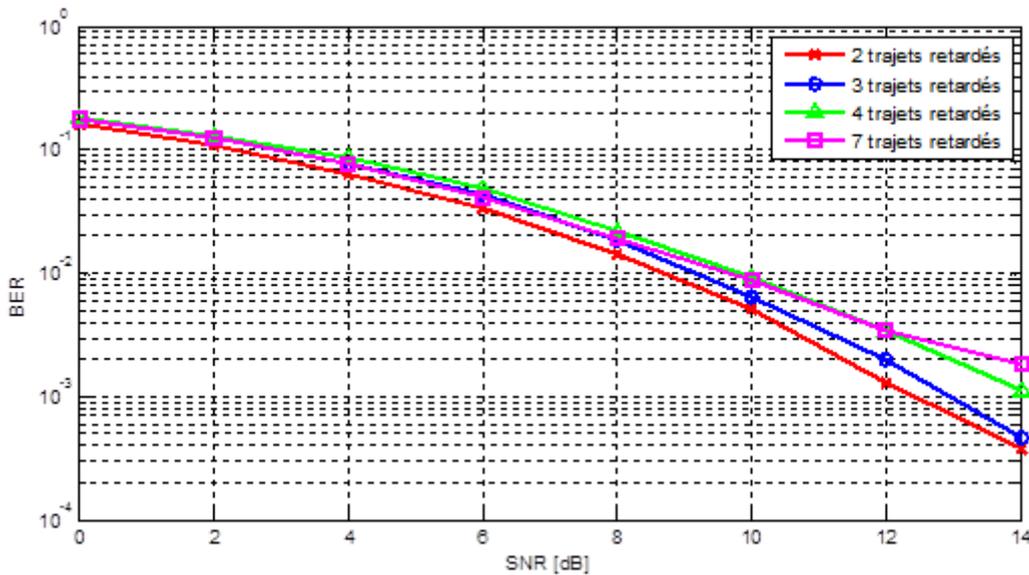


Figure V.10: Performances du système MIMO adaptatif 3×3.

Le taux d'erreur pour un système **MIMO adaptatif 3×3**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et quatre canaux retardés ou un canal direct $A^{(0)}$ et sept 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 dans un système **MIMO 3×3** avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu' à quatre ou sept canaux retardés au niveau d'émission et de réception a donné des solutions optimales.

V.8.1.3-Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 4×4

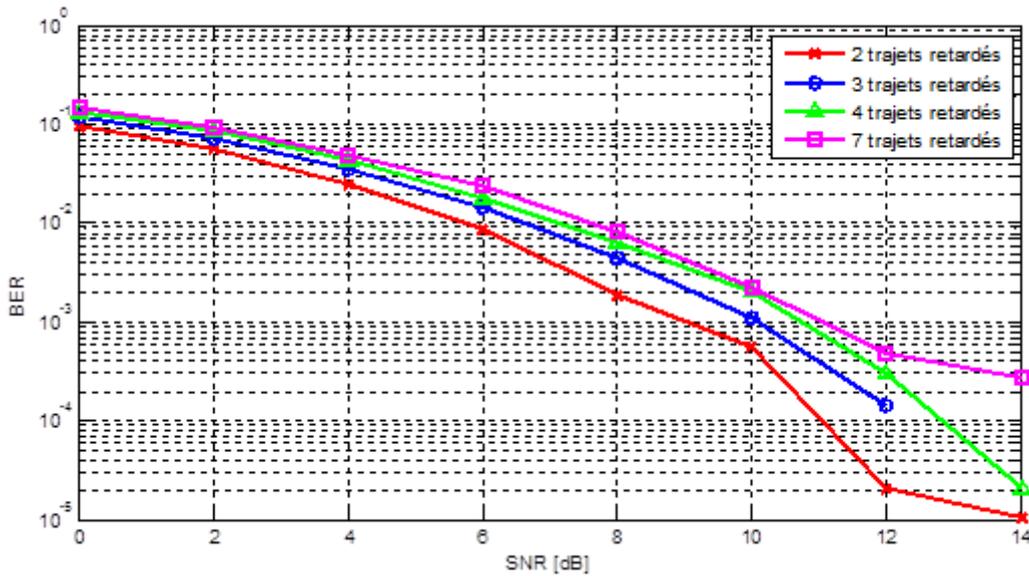


Figure V.11 : performances du système MIMO adaptatif 4×4.

Le taux d'erreur pour un système **MIMO adaptatif 4×4**, avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à sept canaux retardés est nettement plus favorable ($BER < 10^{-3}$ pour un SNR de 14dB).

L'assimilation de la diversité spatiale et l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit 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 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.

V.8.1.4-Taux d'Erreur Binaire pour le système MIMO adaptatif 8× 8

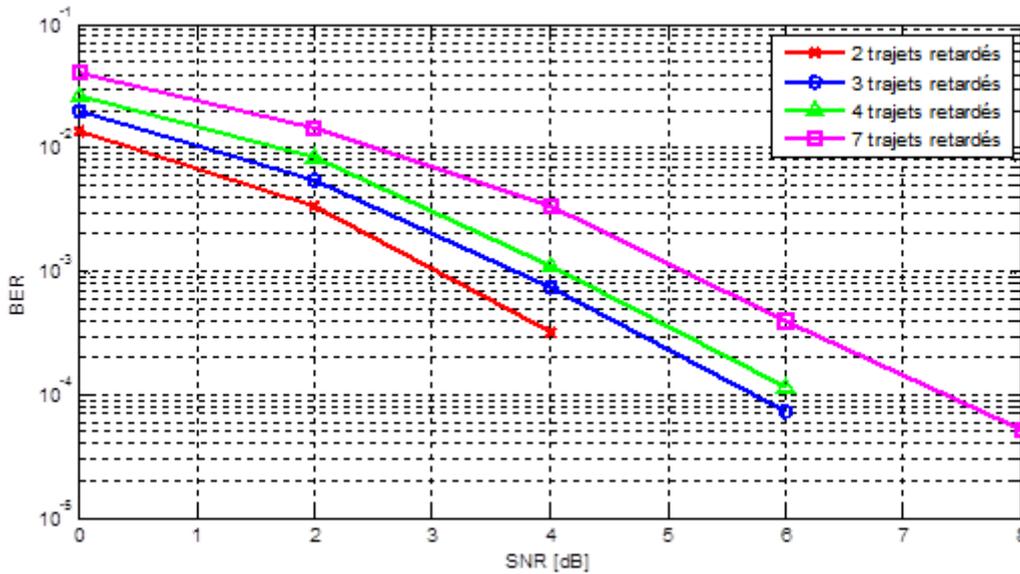


Figure V.12 : Performances du système MIMO adaptatif 8×8 .

Le taux d'erreur pour un système **MIMO adaptatif 8×8** , avec un canal direct $A^{(0)}$ et jusqu'à quatre canaux retardés atteint un BER de 10^{-4} pour un SNR de 6 dB, et le taux d'erreur avec un canal direct $A^{(0)}$ et sept canaux retardés est inférieur à 10^{-4} pour un SNR de 8 dB.

L'utilisation d'un ordre de diversité important et l'intégration de l'algorithme itératif pour maximiser le rapport signal sur bruit, 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 dans un système **MIMO 8×8** avec un canal direct et jusqu'à sept canaux retardés, au niveau d'émission et de réception, a donné des solutions optimales

V.9-Influence du nombre d'antenne sur les performances du système

Pour cette partie de simulation on va étudier l'influence du nombre d'éléments d'antennes à l'émission et à la réception sur les performances de système MIMO-MCCDMA. Pour cela, nous préservons le même nombre de trajets ($L=3$) pour les différents systèmes MIMO (**2×2 , 3×3 , 4×4 , 8×8**).

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

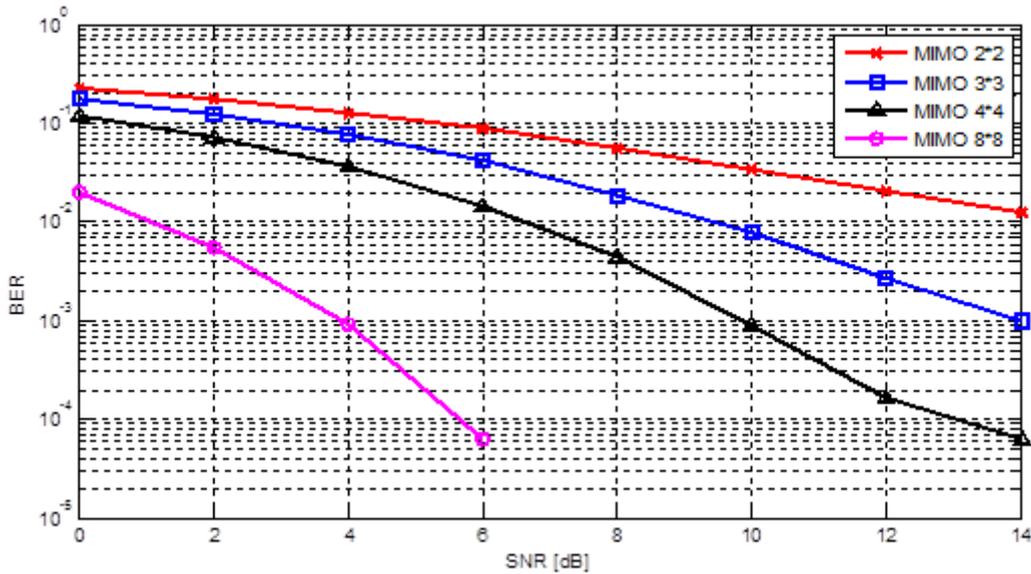


Figure V.13 : Performances du système MIMO adaptatif avec variation du nombre d'éléments d'antennes.

Le BER pour une chaîne de transmission MIMO avec ($N_t=N_r=2$) est assez grand pour un SNR de 14dB.

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 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 avec la diversité spatiale supérieur à 6 (MIMO 3x3) a donné des résultats nettement plus favorables malgré le nombre important de canaux retardés. Par exemple :

Le BER pour $N_t = N_r = 3$ égale à 10^{-3} pour un SNR de 14dB ;

Le BER pour $N_t = N_r = 4$ est inférieur à 10^{-4} pour un SNR de 14dB

Le BER pour $N_t = N_r = 8$ est inférieur à 10^{-4} pour un SNR de 6 dB ;

Cette simulation montre clairement que pour augmenter la qualité de transmission il faut augmenter le nombre d'antennes à l'émission et à la réception.

V.10-Influence du nombre de sous-porteuse sur les performances du système

La figure suivante présente les performances d'un système MIMO-MCCDMA mais cette fois-ci en variant le nombre de sous porteuses, en gardant les mêmes paramètres précédents.

- Nombre d'antenne $N_t=N_r=4$ (MIMO 4*4)
- Nombre de trajets retardé égale à 3

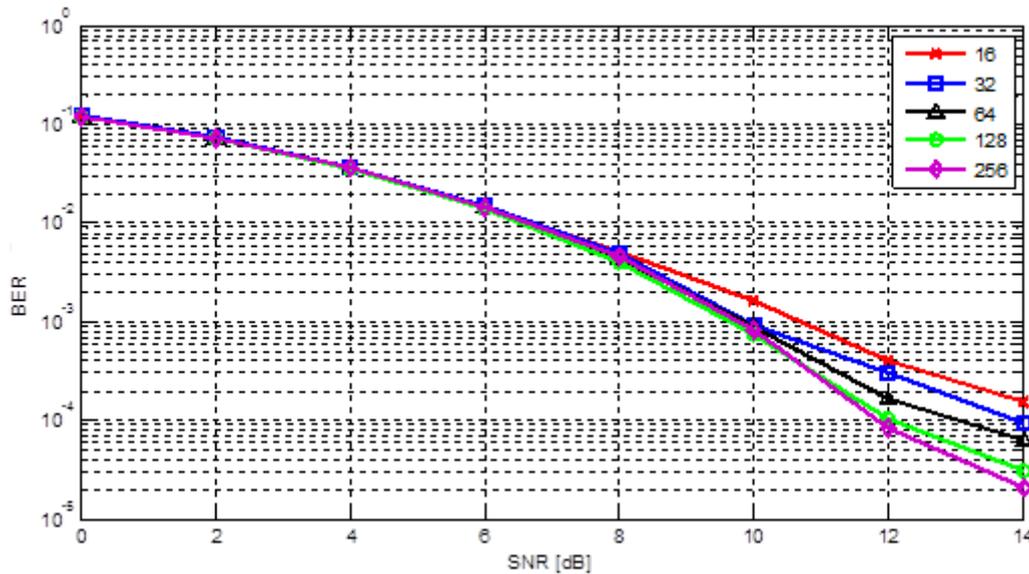


Figure V.14: Influence du nombre de sous porteuse pour le système MIMO adaptatif 4×4.

Nous constatons d'après le résultat que les performances du système s'améliorent dès que le nombre de sous porteuses augmente. Ceci s'explique par le fait que le nombre de sous porteuses permet de rendre le canal non sélectif en fréquence et par conséquent diminue l'effet des interférences inter-symboles.

V.11- Influence du retard sur les performances du système

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

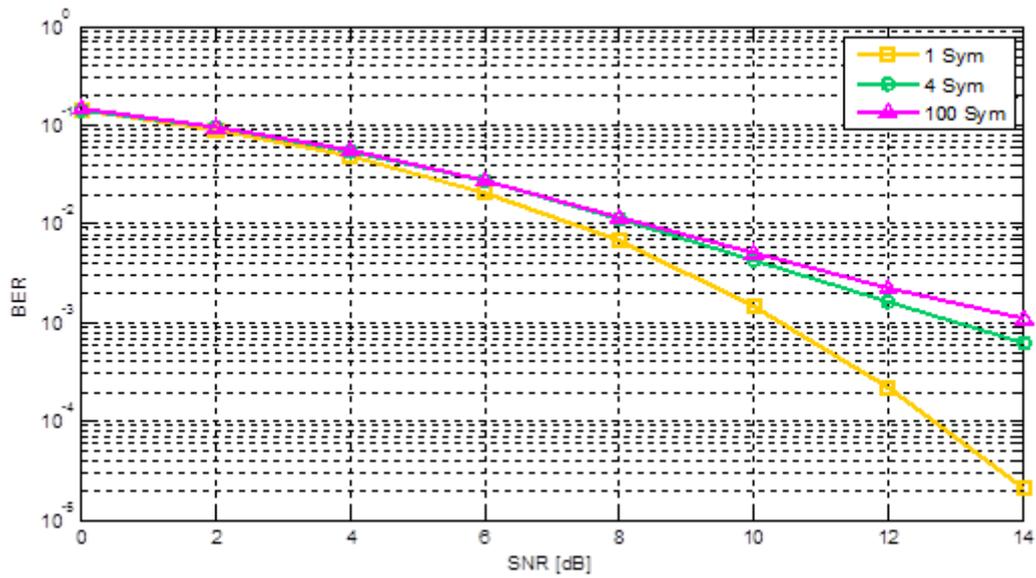


Figure V.15 : Influence du nombre de symboles retardés pour le système MIMO adaptatif 4×4 .

Nous constatons d'après ces résultats que les performances du système **MIMO adaptatif 4×4** se dégradent en augmentant le nombre de symboles affectés par le retard. Cette dégradation est d'environ 2 dB pour 4 symboles et 3 dB pour 100 symboles et ceci pour un BER égal à 10^{-3} .

V.12- 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.

Nous avons aussi présenté un système MIMO MC-CDMA, les performances de ce système s'améliorent lorsque le nombre d'antenne à l'émission et à la réception augmente. Aussi ce système est proposé afin de faire face aux effets multi trajets et pour annuler efficacement les interférences et donc assurer une transmission parfaite.

Conclusion générale

Ces dernières années ont été marquées par la recherche de solutions pour des communications sans fil supportant des débits de plus en plus élevés, avec une qualité de service croissante.

L'objectif de ce projet était d'évaluer, à l'aide du logiciel MATLAB, les performances des antennes MIMO-MC-CDMA basé sur les antennes intelligentes en utilisant l'algorithme qui maximise le rapport signal sur bruit SINR. Pour atteindre nos objectifs nous avons commencé, dans le premier chapitre par l'étude du canal radio mobile. Les effets de ce type de canal sur le signal transmis sont :

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

Nous avons donné au cours du deuxième chapitre les modes d'accès multiples, nous avons vue également la technique OFDM permettant de traiter la sélectivité, due au canal multi-trajet, en augmentant la durée du symbole par rapport au retard maximum du canal. L'ajout d'intervalle de garde permet d'éliminer totalement le résidu des interférences inter-symbole et nous avons présenté les concepts utilisés dans les systèmes MC-CDMA : la structure du signale émis et reçu dans la voie montante et descendante, les différents technique de détection mono-utilisateur et multi-utilisateur.

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

Dans le quatrième chapitre nous avons présenté le contexte général de notre étude. Après une introduction du concept des systèmes MIMO et présentation des systèmes multi-

antennes, 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 rappelé les différents critères de formation de faisceau et son principe appliqués pour les MIMO beamforming.

Nous avons aussi détaillé les récepteurs envisageables pour ce type de transmission, qu'ils soient linéaire ou non. Si le récepteur basé sur le forçage à zéro est le plus simple à mettre en œuvre, ses performances sont faibles pour être satisfaisantes sur le récepteur basé sur l'erreur quadratique moyenne, qui offre des perspectives plus intéressantes.

Le dernier chapitre a été consacré à la simulation de l'association de système MIMO beamforming basé sur la maximisation du rapport signal sur bruit avec la technique MCCDMA et l'étude de ces performances.

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

Nous avons montrés l'influence du nombre d'antennes pour l'amélioration des performances du signal reçu. Enfin, nous avons montré que les performances du système sont optimales et meilleures avec l'augmentation du nombre d'antennes émettrices et réceptrices pour des rapports signal sur bruit croissants. Ces performances sont très améliorées lorsqu'on associant la technologie MIMO avec la technique MC-CDMA, car cette dernière permet d'éliminer le phénomène d'interférence entre symbole et donc assurer une transmission parfaite.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless communications*. Prentice Hall, 1996.
- [2] H. Jafarkhani, “Space-Time coding : theory and practice”, Cambridge University Press, 2005.
- [3] VU Van Yem, “Conception et réalisation d’un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélateurs cinq ports pour la mesure de propagation a l’intérieur des bâtiments”, Thèse de Doctorat en électronique, ENST Paris, Décembre 2005.
- [4] John G. Proakis. *Digital communications*. McGraw-Hill, Third Edition, 1995.
- [5], « Optimisation et stratégies d’allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes » Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 20 décembre 2002
- [6] B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou. Coded orthogonal frequency division multiplex. *IEEE Proceedings*, 83(6):982–996, 1995.
- [7] G. Burel, C. Boudier, and O. Berder . Detection of direct sequence spread spectrum transmissions without prior knowledge. In *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom)*, volume 1, pages 236–239, San Antonio (TX), USA, November 2001.
- [8] O. Berder, C. Boudier, and G. Burel. Identification of frequency hopping communications. In *Proceedings of WSEAS Conference on Circuits, Systems, Communications and Computers (CSCC)*, pages 3851–3856, Vouliagmeni, Greece, July 2000.
- [9] V. Erceg, L. Greenstein, S. Tjandra, S. Parkoff, A. Gupta, B. Kulic, A. Julius, and R. Bianchi. An empirically based path loss model for wireless channels in sub urban environments. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(7):1205–1211, July 1999.
- [10] Vincent Le Nir. « Étude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des Modulations multiporteuses », Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 16 NOVEMBRE 2004.
- [11] H.Schulzeet C.Lüders, «Theory and application of OFDM and CDMA», Wiley, GBretagne, 2005.

- [12] EL-Walid GHEBACHE, "Evaluation des systèmes radio mobile à MC-CDMA", Thèse d'ingénieur d'état en Electronique, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE, 26 juin 2007
- [13] S.Kaiser, «Multi-carrier CDMA mobile radio systems, analysis and optimization of detection, decoding and channel estimation», PhDthesis, Düsseldorf, 1998.
- [14] FernandesJ. Sousa O.et Neves J., "Impact of the Antenna Set-up and arrays on mobile radio systems," Proceedings of the international conference on universal and personal communications', 95, ICUPC, Tokyo (Japan), Nov.6-10, 1995, pp.387-391.
- [15] Sami Tabbane, "Réseaux Mobiles," Editions HERMES, Paris, 1997
- [16] Nowicki D. et Rouleliotis J., "Smart antenna Strategies," Mobile Communications International, April 1995, p.53-56.
- [17] K. Hettak, "Conception et réalisation d'antennes intelligentes," LRTS Rapport annuel d'activités 1998-1999
- [18] Joseph C. Liberti, JR. Theodore S. Rappaport, "Smart Antennas For Wirless Communications: IS – 95 and Third Generation CDMA Applications", 12 April, 1999.
- [19] P.Bruno ,P.Hall, "Robust Modulation Methods and Smart Antennas in Wireless Communications", Prentice Hall PTR, 31 August, 1999.
- [20] Godara, L.C., (2004) Smart Antennas, CRC Press LLC.
- [21] F. Najib ," Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage, "Université de Limoges. Thèse de doctorat 24 Mai 2005.
- [22], « conception et implémentation de nouvelles configurations de matrice de BUTLER en technologies planaire et conforme », UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE, MÉMOIRE, Novembre 2012
- [23] Ridha GHAYOULA ,« Contribution à l'Optimisation de la Synthèse des Antennes Intelligentes par les Réseaux de Neurones », Université de Tunis El Manar. Thèse de doctorat 27 décembre 2008
- [24] H. GENT, "The boot laceaerial," Royal Radar Establishment J., Oct. 1957, pp. 47-57.

- [25] Nowicki D. et Rouleliotis J., "Smart antenna Strategies," Mobile Communications International, April 1995, p.53-56.
- [26] J. E. Hudson, "Adaptive Arrays - Principle", IEE Electromagnetic waveseries 11, 1981.
- [27] Lagrange X., Godlewski P., Tabbane S., "Réseaux GSM-DCS ," éditions Hermes, septembre 1996.
- [28] Ludovic COLLI N, « Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale.», Université de Bretagne Occidentale. Thèse de doctorat 17 décembre 2002.
- [29] K.AMARONE, «Multi-carrier and spread spectrum systems», Wiley, G Bretagne, 2005.
- [30] 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.
- [31] AHAMAT BADAWI HAMIT, «Les antennes intelligentes MIMO». Mémoire de fin d'études, Institut des télécommunications ABDELHAFID BOUSSOUF – Oran, 2006.
- [32] FERHOUNI SOUHILA, «Etude de la capacité du canal de propagation dans un système MIMO». Mémoire de fin d'études, Université ABOU-BEKR BELKAÏD, Tlemcen 2007.
- [33] ZERROUKI EL-HADJ, «Application de la technologie MIMO dans les réseaux WI-FI». Thèse de Magister en Télécommunications, Université ABOU-BEKR BELKAÏD, Tlemcen2006.
- [34] 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.
- [35] E. TELETAR, « Capacity of multi-antenna Gaussian channels ». Bell Labs, Tech. Rep. june 1995.
- [36] 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.

- [37] FOSCHINI, G. J., GOLDEN, G. D., VALENZUELA, R. A., &WOLNIANSKY, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays", IEEE Journal on Selected Areas on Communications, 17, 1841–1852, 1999.
- [38] 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.
- [39] Olivier BERDER, « Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes.», Université de Bretagne Occidentale. Thèse de doctorat 20 décembre 2002.
- [40] BENYAROU Mourad, « Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA.», Université Abou Bakr Belkaid-Tlemcen. Thèse de doctorat 2012-2013.
- [41] 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.